

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XVII

ZESZYT 4(60)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVII

ZESZYT 4(60)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny — *prof. mgr inż. Lesław Kędziński*

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. Aleksy Brodowski, dr Stanisław Włoszczowski
doc. mgr inż. Jerzy Wójcikiewicz

Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, Warszawa — Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

Redaktor techniczny — *Jerzy Korpalski*

ZDZISŁAW KACHLICKI

MARIA MARKIEWICZ-WRZECIONO

621.372.553

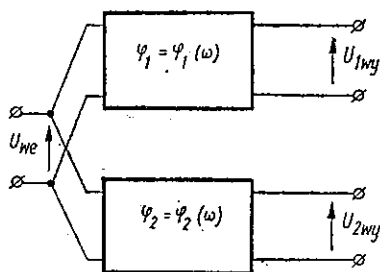
SYNTEZA PRZESUWNIKÓW FAZOWYCH SZEROKOPASMOWYCH RC

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 7.X.1970 r.

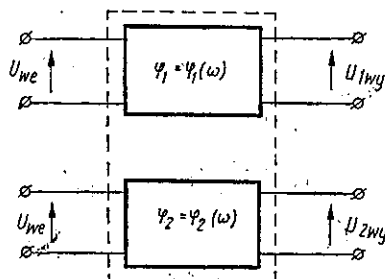
W pracy dokonano systematycznego przeglądu własności znanych przesuwników fazowych RC, rozpatrywanych z punktu widzenia minimalnych błędów fazy, w zależności od wartości współczynnika szerokości pasma k . Zbadano wpływ tolerancji elementów na osiągalną dokładność przesuwnika.

1. KLASYFIKACJA PRZESUWNIKÓW FAZOWYCH MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI. WYRAŻENIA APROKSYMACYJNE FAZY. WŁASNOŚCI I WARUNKI STOSOWALNOŚCI. SYNTEZA

Przesuwniki szerokopasmowe są układami, które wytwarzają dwa napięcia wyjściowe o jednakowych amplitudach, lecz przesunięte względem siebie o pewien kąt ψ . Kąt ψ powinien mieć stałą wartość w stosunkowo szerokim pasmie częstotliwości. Przesuwniki szerokopasmowe zawierają dwa czwórniki połączone równolegle na wejściu (rys. 1) lub włączone oddzielnie w określone miejsca urządzeń telekomunikacyjnych (rys. 2).



Rys. 1

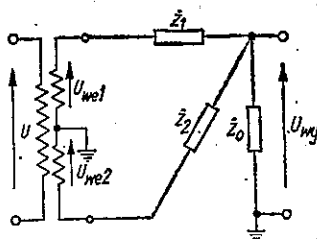


Rys. 2

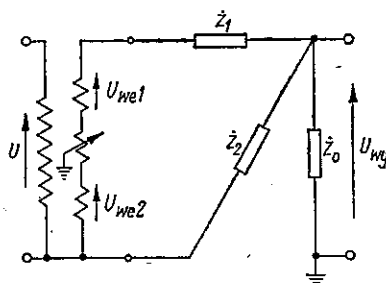
Rozróżniamy dwa typy przesuwników fazowych: LC oraz RC . W pracy omówiono tylko przesuwniki RC , a to ze względu na ich zalety w porównaniu z przesuwnikami LC . Przesuwniki LC mają dla częstotliwości akustycznych znaczny gabaryt i ciężar. Cewki z rdzeniami ferrytowymi tych przesuwników odznaczają się dużą zależnością temperaturową, nielinearnością charakterystyk, ograniczoną dobrocią itp. Powoduje to coraz większe zainteresowanie przesuwnikami RC w modulatorach jednowstęgowych.

Wszystkie typy przesuwników rozpatruje się jako połączenie dwu niezależnych czwórników przy założeniu, że źródło posiada pomijalnie małą impedancję wewnętrzną.

W pracy omówiono dwa rodzaje układów czwórników, których schematy przedstawiono na rys. 3 oraz 4.



Rys. 3



Rys. 4

Czwórnik z rys. 3 ma stały stosunek $\frac{U_{we2}}{U_{we1}}$; wynosi on w praktyce zwykle 1.

Natomiast w drugim przypadku można ten stosunek regulować w pewnych granicach. Współczynnik przeniesienia \dot{K} dla każdego z omawianych powyżej czwórników można zdefiniować następująco:

$$\dot{K} = \frac{2U_{wy}}{U_{we1} + U_{we2}} = \frac{2[a\dot{Z}_1 - \dot{Z}_2]}{\left(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \frac{\dot{Z}_1\dot{Z}_2}{\dot{Z}_0}\right)(1+a)} \quad (1)$$

gdzie $a = \frac{U_{we2}}{U_{we1}}$

Jeżeli $a = 1$, to wzór (1) upraszcza się do postaci:

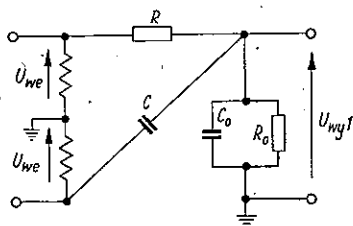
$$\dot{K} = \frac{\dot{Z}_1 - \dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \frac{\dot{Z}_1\dot{Z}_2}{\dot{Z}_0}} \quad (2)$$

Okazuje się, że występujące w praktycznych układach przesuwniki fazowe RC można podzielić na dwie zasadnicze grupy:

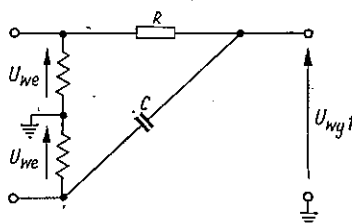
a) przesuwniki o prawie stałej różnicy faz dla zawężonego pasma akustycznego, tzn. takie, dla których współczynnik szerokości pasma $k = \frac{f_{min}}{f_{max}}$ jest stosunkowo duży, np. $k = 0,7$;

b) przesuwniki o prawie stałej różnicy faz w całym pasmie częstotliwości akustycznych na przykład dla pasma telefonicznego, rozciągającego się w zakresie od 300 do 3400 Hz $k \approx 0,1$.

Do pierwszej grupy przesuwników należą dwa układy podane na rys. 5 i 6.



Rys. 5



Rys. 6

Układ z rysunku 5 różni się od układu z rys. 6 tym, że ma on na wyjściu człon obciążający R_0C_0 . Wspólną ich cechą jest to, że impedancje Z_1 i Z_2 zawierają tylko po jednym elemencie biernym R lub C . Ten rodzaj przesuwników określa się jako przesuwniki I rzędu.

Przesunięcie fazowe dla układu z rys. 5 można obliczyć w następujący sposób. Podstawowe zależności to:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= R \\ Z_2 &= \frac{1}{j\omega C} \\ Z_0 &= \frac{R_0}{1+j\omega C_0 R_0} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Wprowadzając oznaczenia:

$$\left. \begin{aligned} T &= RC \\ T_0 &= R_0 C_0 \\ p &= j\omega \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

otrzymuje się:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= R \\ Z_2 &= \frac{R}{pT} \\ Z_0 &= \frac{R_0}{1+pT_0} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Podstawiając zależność (5) do wzoru (2), otrzymamy:

$$\dot{K} = \frac{k_0(pT-1)}{1+pR(C+C_0)k_0} \quad (6)$$

gdzie $k_0 = \frac{R_0^*}{R_0+R}$

Jeżeli założymy, że $T = T_0$, to otrzymamy:

$$\dot{K} = k_0 \frac{pT-1}{pT+1} \quad (7)$$

Moduł $|\dot{K}|$ nie zależy od pulsacji ω , ponieważ:

$$|\dot{K}|^2 = k_0^2$$

Tangens połowy kąta przesunięcia fazowego wyrazi się poniższym wzorem:

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{1}{\omega T} \quad (8)$$

stąd

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2}{\omega T \left(1 - \frac{1}{\omega^2 T^2} \right)} \quad (9)$$

oraz

$$\frac{\varphi}{2} = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\omega T} \right) \quad (10)$$

Dla drugiego czwórnika omawianego przesuwnika przesunięcie fazowe będzie:

$$\frac{\varphi'}{2} = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\omega T'} \right) \quad (11)$$

Wypadkowe przesunięcie na wyjściu przesuwnika wyniesie:

$$\frac{\psi}{2} = \frac{\varphi}{2} - \frac{\varphi'}{2}$$

stąd:

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{\omega(T'-T)}{1+\omega^2 T T'} \quad (12)$$

Po wprowadzeniu oznaczeń:

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}; \quad x^2 = \omega_g^2 T T' \Omega^2; \quad y_2 = \operatorname{tg} \frac{\psi}{2}$$

gdzie ω_g — górna pulsacja graniczna w pasmie, otrzymuje się:

$$y_2 = \frac{d \cdot x}{1 + x^2} \quad (12a)$$

gdzie

$$d = \frac{T' - T}{\sqrt{T' \cdot T}}$$

W podobny sposób oblicza się przesunięcie fazowe dla układu przedstawionego na rys. 6.

Przy założeniach:

$$Z_1 = R; \quad Z_0 = R_0 = \infty$$

$$Z_2 = \frac{1}{pC}$$

otrzymuje się:

$$\dot{K} = \frac{pT - 1}{pT + 1} \quad (13)$$

gdzie $T = RC$.

Moduł $|\dot{K}|$ wyniesie w tym przypadku $|\dot{K}| = 1$.

Jest to bardzo ważna własność, ponieważ moduł współczynnika przenoszenia nie tylko nie zależy od częstotliwości, lecz ponadto ma wartość równą jedności i wobec tego nie ma nań wpływu tolerancja elementów układu. Jednakże w praktyce trudno jest zrealizować w pełni lub z dostatecznie dobrym przybliżeniem warunek $Z_0 = R_0 = \infty$, tzn. zazwyczaj występuje obciążenie przesuwnika innymi elementami układu.

Przesunięcie fazowe pierwszego czwórnika omawianego układu będzie:

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{1}{\omega T}$$

stąd

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2}{\omega T \left(1 - \frac{1}{\omega^2 T^2} \right)} \quad (14)$$

Dla drugiego czwórnika przesunięcie fazowe jest:

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi'}{2} = \frac{1}{\omega T'}$$

skąd wypadkowe przesunięcie fazowe przesuwnika będzie:

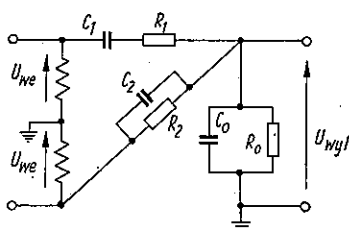
$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{\omega(T' - T)}{1 + \omega^2 T T'} \quad (15)$$

albo

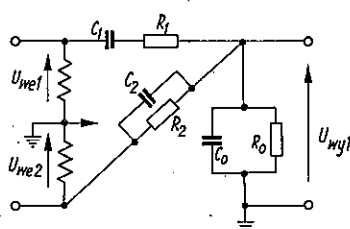
$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{\Omega(T' - T)\omega_g}{1 + \Omega^2 \omega_g^2 T' T'} \quad (15a)$$

Wzór (15) ma taką samą postać jak wzór (12), można go więc sprowadzić do wzoru (12a).

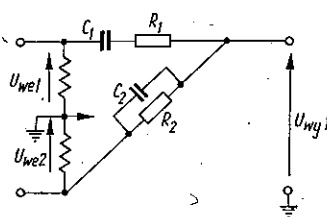
Do drugiej grupy przesuwników zaliczamy przesuwniki o układach przedstawionych na rys. 7, 8 i 9.



Rys. 7



Rys. 8



Rys. 9

Wszystkie trzy przesuwniki w gałęzi Z_1 mają szeregowo połączone elementy R i C , a w gałęzi Z_2 te elementy połączone równolegle. Takie przesuwniki zaliczamy do przesuwników II rzędu. Różnice pomiędzy podanymi przesuwnikami polegają na występowaniu względnie braku obciążenia lub też symetrii wejścia.

Obliczmy przesunięcie fazowe dla układu z rys. 7. Mamy:

$$\dot{Z}_1 = \frac{R_1(1 + pT_1)}{pT_1}; \quad \dot{Z}_2 = \frac{R_2}{1 + pT_2}$$

$$\dot{Z}_0 = \frac{R_0}{1 + pT_0}; \quad p = j\omega; \quad T_1 = R_1C_1; \quad T_2 = R_2C_2$$

Po podstawieniu tych wartości do wzoru (2) i wprowadzeniu wyrażenia

$$-k_0 = \frac{R_0}{R_2 + R_0} \text{ otrzymamy:}$$

$$\dot{K} = - \frac{k_0 \left\{ p \left[\left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right) T_1 - T_2 \right] - (1 + p^2 T_1 T_2) \right\}}{p k_0 \left[\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_0} + 1 \right) T_1 + T_2 + \frac{R_2 T_0}{R_0} \right] + p^2 T_1 k_0 \left[T_2 + \frac{R_2}{R_0} T_0 \right] + 1} \quad (16)$$

Jeżeli założymy, że $T_1 = T_2 = T_0 = T$ oraz $\frac{R_2}{R_1} = \frac{4}{1-k_0}$, to moduł współczynnika przeniesienia $|\dot{K}|$ nie będzie zależał od częstotliwości, a jego wartość wyniesie $|\dot{K}| = k_0$. Ostatecznie otrzymamy:

$$\dot{K} = -k_0 \frac{2pT(1+k_0) - (1-k_0)(1+p^2T^2)}{2pT(1+k_0) + (1-k_0)(1+p^2T^2)} \quad (17)$$

oraz

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{1-k_0}{1+k_0} \frac{1-\omega^2 T^2}{2\omega T}$$

Z zależności (16) wynikają jeszcze inne relacje potrzebne przy obliczaniu elementów przesuwnika, a mianowicie:

$$\left. \begin{aligned} k_0 &= \frac{R_0}{R_2 + R_0} = \frac{C_2}{C_2 + C_0}; & \frac{C_1}{C_2} &= \frac{R_2}{R_1} = \frac{4}{1-k_0} \\ \frac{R_2}{R_1} - 2 &= \frac{C_1}{C_2} - 2 = 2 \frac{1+k_0}{1-k_0} \\ \frac{R_0}{R_2} &= \frac{C_2}{C_0} = \frac{k_0}{1-k_0}; & R_2 C_1 &= \frac{4T}{1-k_0}; & R_1 C_2 &= \frac{1-k_0}{4} T \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Dla drugiego czwórnika zachodzą zależności podobne, lecz powinno być:

$$k'_0 = \frac{R'_0}{R'_2 + R'_0} = k_0 = \frac{R_0}{R_2 + R_0}$$

Przesunięcie fazowe $\frac{\psi}{2}$ pomiędzy wyjściowymi napięciami czwórników wyniesie: $\frac{\psi}{2} = \frac{\varphi}{2} - \frac{\varphi'}{2}$

stąd:

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{2 \frac{1+k_0}{1-k_0} \omega_g (T' - T) \Omega (1 + \omega_g^2 T T' \Omega^2)}{1 + \left[4 \left(\frac{1+k_0}{1-k_0} \right)^2 T T' - T^2 - T'^2 \right] \omega_g^2 \Omega^2 + T^2 T'^2 \omega_g^4 \Omega^4} \quad (19)$$

Po wprowadzeniu oznaczeń:

$$x^2 = \omega_0^2 T' T' \Omega^2; \quad y_4 = \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}$$

$$a = 2 \frac{1+k_0}{1-k_0} \frac{T'-T}{\sqrt{T'T}}; \quad c = \frac{4 \left(\frac{1+k_0}{1-k_0} \right)^2 T' T' - T'^2 - T'^2}{T' T}$$

wzór (19) przyjmuje postać:

$$y_4 = \frac{ax(1+x^2)}{1+cx^2+x^4} \quad (20)$$

Rozważmy teraz układ przedstawiony na rys. 8.

Przyjmując:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}_1 &= \frac{R_1(1+pT_1)}{pT_1}; \quad \dot{Z}_0 = \frac{R_0}{1+pT_0}; \quad T_0 = R_0 C_0 \\ \dot{Z}_2 &= \frac{R_2}{1+pT_2}; \quad p = j\omega; \quad T_1 = R_1 C_1; \quad T_2 = R_2 C_2 \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

oraz zakładając, że

$$T_1 = T_2 = T_0 = T$$

otrzymamy:

$$\dot{K} = \frac{2aR_0 \left\{ (1+p^2T^2) - \left(-2 + \frac{R_2}{aR_1} \right) pT \right\}}{(1+a)(R_0+R_2) \left\{ (1+p^2T^2) + \left[2 + \frac{R_2R_0}{R_1(R_2+R_0)} \right] pT \right\}} \quad (22)$$

Jeżeli będzie spełniona zależność:

$$-2 + \frac{R_2}{aR_1} = 2 + \frac{R_2R_0}{R_1(R_0+R_2)} \quad (23)$$

to wówczas $|\dot{K}|$ nie będzie zależało od częstotliwości.

Wyrażenie (22) przyjmie postać:

$$\dot{K} = k_0 \frac{(1+p^2T^2) - cTp}{(1+p^2T^2) + cTp} \quad (24)$$

gdzie

$$k_0 = \frac{2aR_0}{(1+a)(R_0+R_2)}; \quad c = -2 + \frac{R_2}{aR_1}$$

Przesunięcia fazowe czwórników wynoszą:

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{1 - \omega^2 T^2}{\omega c T}$$

oraz

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi'}{2} = \frac{1 - \omega^2 T'^2}{\omega c' T'}$$

wobec tego przesunięcie fazowe przesuwnika będzie:

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{\omega c (T' - T) (1 + \omega^2 T T')}{1 + \omega^2 [c^2 T T' - T^2 - T'^2] + \omega^4 T'^2 T^2} \quad (25)$$

(przy założeniu dodatkowym, że $c = c'$).

Jeżeli wprowadzimy wielkości pomocnicze, jak we wzorze (19), to otrzymamy:

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{c \omega_g (T' - T) \Omega (1 + \omega_g^2 T T' \Omega^2)}{1 + [c^2 T T' - T^2 - T'^2] \omega_g^2 \Omega^2 + T'^2 T^2 \omega_g^4 \Omega^4}$$

Oznaczmy dalej, że

$$x^2 = \omega_g^2 T T' \Omega^2; \quad y_4 = \operatorname{tg} \frac{\psi}{2}$$

$$d = c \frac{T' - T}{\sqrt{T' \cdot T}}; \quad e = \frac{c^2 T T' - T^2 - T'^2}{T T'}$$

to wówczas otrzymamy wzór:

$$y_4 = \frac{d \cdot x (1 + x^2)}{1 + e x^2 + x^4} \quad (26)$$

który ma taką samą postać jak wzór (20).

Układ przedstawiony na rys. 9 pozwala na jeszcze dalej idące uproszczenia zależności (5), a mianowicie zakładamy, że impedancja \dot{Z}_0 jest nieskończenie wielka, czyli $\dot{Z}_0 \approx R_0 \approx \infty$. Wówczas można wykazać, że wzór (1) przyjmie postać:

$$\dot{K} = \frac{2[a\dot{Z}_1 - \dot{Z}_2]}{(1+a)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2)} \quad (27)$$

Jeżeli podstawimy

$$\dot{Z}_1 = \frac{R_1(1+pT_1)}{pT_1}; \quad \dot{Z}_2 = \frac{R_2}{1+pT_2}$$

i założymy, że $T_1 = T_2 = T$, to otrzymamy:

$$\dot{K} = \frac{2a}{1+a} \cdot \frac{(1+p^2T^2) - \left(\frac{R_2}{aR_1} - 2\right)pT}{(1+p^2T^2) + \left(\frac{R_2}{R_1} + 2\right)pT} \quad (28)$$

Przyrównując odpowiednie wyrazy otrzymamy:

$$\frac{R_2}{aR_1} - 2 = 2 + \frac{R_2}{R_1} \quad (29)$$

Ostatecznie:

$$\dot{K} = k_0 \frac{(1+p^2T^2) - cpT}{(1+p^2T^2) + cpT}$$

gdzie

$$c = -2 + \frac{R_2}{aR_1}; \quad k_0 = \frac{2a}{1+a}$$

Jest to wzór analogiczny do wzoru (24). Zatem:

$$\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{c\omega_g(T' - T)\Omega(1 + \omega_g^2 T' T' \Omega^2)}{1 + [c^2 T' T' - T'^2 - T'^2]\omega_g^2 \Omega^2 + \omega_g^4 \Omega^4 T'^2 T'^2} \quad (30)$$

oraz

$$y_4 = \frac{d \cdot x}{1 + ex^2 + x^4}$$

W układzie tym można w niewielkim zakresie regulować potencjometrem wielkość a , co pozwala w pewnym stopniu zmniejszyć wpływ tolerancji elementów układu.

Przy projektowaniu przesuwnika żądamy, by różnica faz wynosiła 90° w jak najszerszym pasmie częstotliwości. Przy projektowaniu korzystamy z aproksymacji Czebyszewa.

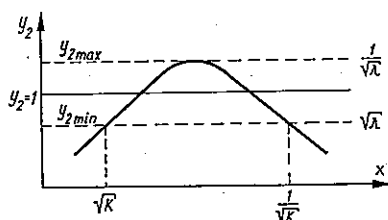
Rozpatrzmy najpierw funkcję $y_2 = \frac{d \cdot x}{1 + x^2}$, gdzie d jest parametrem i zastosujemy do niej twierdzenie aproksymacyjne Czebyszewa.

Jeżeli w skończonym przedziale niezależnej zmiennej x rzeczywista i ciągła funkcja x jest aproksymowana przez inną ciągłą funkcję x z dowolnymi parametrami, to można tak dobrać te parametry, że maksymalne odchylenia drugiej funkcji od pierwszej w zadanym przedziale są najmniejsze.

Wtedy wszystkie maksymalne błędy są równe co do bezwzględnej wartości i zmieniają kolejno znak. Błędy na krańcach przedziału są maksymalne. Liczba maksymalnych błędów zależy od postaci funkcji najlepszego przybliżenia.

Rozwiązanie zagadnienia aproksymacji równania charakterystyki fazowej polega na znalezieniu takich wartości d_2 w wyrażeniu na funkcję aproksymującą $y_2' = \frac{d_2 x}{1 + x^2}$, dla których w przedziale od $x = \sqrt{k}$ do

$x = \frac{1}{\sqrt{k}}$ (gdzie $k = \frac{\omega_{min}}{\omega_{max}}$) funkcja $y_2 = \frac{d \cdot x}{1+x^2}$ przybliżałaby się do pewnej żądanej wartości y_2 , np. $y_2 = 1$, odpowiednio w przedziale od $\sqrt{\lambda}$ do $\frac{1}{\sqrt{\lambda}}$ (rys. 10).



Rys. 10

Dla wartości $x = \sqrt{k}$ oraz $\frac{1}{\sqrt{k}}$ funkcja $y_2 = \frac{d \cdot x}{1+x^2}$ zgodnie z warunkami aproksymacji Czebyszewa przyjmie wartości:

$$y_2 = y_{2min} = \frac{d_2 \sqrt{k}}{1+k},$$

zaś dla $x = 1$, $y_2 = y_{2max} = \frac{d_2}{2}$.

Ponieważ błędy powinny znajdować się w przedziale $\left[\sqrt{\lambda}, \frac{1}{\sqrt{\lambda}}\right]$, to musi być spełniony warunek:

$$y_{2min} \cdot y_{2max} = \sqrt{\lambda} \cdot \frac{1}{\sqrt{\lambda}} = 1$$

stąd

$$\frac{d_2 \sqrt{k}}{1+k} \cdot \frac{d_2}{2} = 1$$

czyli

$$d_2 = \frac{2}{\sqrt{\frac{2\sqrt{k}}{1+k}}} = \frac{2}{\sqrt{k_2}}$$

Natomiast funkcja

$$y_2' = \frac{d_2 \cdot x}{1+x^2}$$

przybierze ostatecznie postać następującą:

$$y_2' = \frac{\sqrt{2\sqrt{k}(1+k)}\Omega}{k(1+\frac{1}{k}\Omega^2)} \quad (31)$$

Aby dokonać aproksymacji w sensie Czebyszewa funkcji postaci (26), tzn.

$$y_4 = \frac{ax(1+x^2)}{1+cx^2+x^4}$$

korzysta się z tzw. „prawa wskaźników”, zgodnie z którym mamy:

$$y_4 = (y_2)_2 = \frac{d_4 y_2}{1+y_2^2}$$

gdzie

$$y_2 = \frac{d_2 x}{1+x^2}$$

Stąd

$$y_4 = \frac{d_4 d_2 x(1+x^2)}{1+(2+d_2^2)x^2+x^4} \quad (32)$$

gdzie

$$\begin{aligned} d_2 &= \frac{2}{\sqrt{k_2}} & d_4 &= \frac{2}{\sqrt{k_4}} \\ k_2 &= \frac{2\sqrt{k}}{1+k} & k_4 &= \frac{2\sqrt{k_2}}{1+k_2} \end{aligned}$$

Po podstawieniu tych wartości otrzymamy:

$$y_4 = \alpha \frac{2(1+\sqrt{k}) \sqrt[4]{\frac{1+k}{2k\sqrt{k}}} \frac{1}{\sqrt{k}} \Omega(1+\frac{1}{k}\Omega^2)}{1+2\left(1+\frac{1+k}{\sqrt{k}}\right) \frac{1}{k} \Omega^2 + \frac{1}{k^2} \Omega^4} \quad (33)$$

gdzie $\alpha = \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}$ (w naszym wypadku $\psi_0 = 90^\circ$).

Maksymalne błędy przesunięcia fazowego dla y_2 oraz y_4 określamy odpowiednio z następujących wzorów:

$$(\Delta\Psi_0)_{\max} = \left(\frac{1-\sqrt{k}}{1+\sqrt{k}}\right)^2 \sin\psi_0 \quad \text{dla } y_2 \quad (34)$$

$$(\Delta\psi_0)_{\max} = \left[\frac{\sqrt{\sqrt{k_f} + \frac{1}{\sqrt{k_f}}} - \sqrt{2}}{\sqrt{\sqrt{k_f} + \frac{1}{\sqrt{k_f}}} + \sqrt{2}} \right]^2 \sin\psi_0 \quad \text{dla } y_4 \quad (35)$$

gdzie

$$k = \frac{\omega_d}{\omega_g}; \quad k_f = \frac{\omega_g}{\omega_d}$$

Przeprowadzimy obecnie obliczenia numeryczne przesuwników fazowych zarówno dla wąskiego, jak i dla szerokiego pasma częstotliwości. Obliczmy najpierw graniczne wartości k , dla których maksymalny błąd $(\Delta\psi_0)_{max}$ nie przekroczy odpowiednio 2° , 1° , $0,5^\circ$. Wymagania takie są związane z koniecznością dostatecznie dobrego wytlumienia na wyjściu jednej ze wstęp bocznych zmodulowanego sygnału.

Korzystamy ze wzoru (34).

$$\begin{aligned} (\Delta\psi_0)_{max} &\leq 2^\circ & (\Delta\psi_0)_{max} &\leq 1^\circ \\ k &\geq 0,468 \approx 0,5 & k &\geq 0,587 \approx 0,6 \\ (\Delta\psi_0)_{max} &\leq 30' \\ k &\geq 0,688 \approx 0,7 \end{aligned}$$

Zatem omawiane przesuwniki można stosować w stosunkowo wąskim zakresie częstotliwości lub przy pracy na jednej częstotliwości (wtedy $(\Delta\psi_0)_{max} = 0$, ponieważ $k = 1$).

Aby zaprojektować przesuwnik fazowy dla wąskiego pasma częstotliwości, należy porównać odpowiednie współczynniki przy jednakowych stopniach Ω we wzorach (31) i (15a).

Otrzymamy:

$$\frac{\sqrt{2\sqrt{k}(1+k)}}{k} = (T' - T)\omega_g \quad (36)$$

$$\frac{1}{k} = \omega_g^2 T T' \quad (37)$$

Niewiadomymi są tutaj jedynie T oraz T' .

Z równania (37) mamy:

$$T' = \frac{1}{k\omega_g^2} \cdot \frac{1}{T} \quad (38)$$

Wprowadźmy oznaczenia:

$$a = \frac{\sqrt{2\sqrt{k}(1+k)}}{k\omega_g}; \quad b = \frac{1}{k\omega_g^2}$$

wówczas otrzymamy:

$$\begin{aligned} T' - T &= a \\ T' \cdot T &= b \end{aligned} \quad (39)$$

Rozwiązując te równania dla danych k oraz ω_g , otrzymamy stałe czasowe T oraz T' , z których można obliczyć poszczególne elementy przesuwnika.

Aby obliczyć przesuwniki dla szerokiego pasma częstotliwości, należy porównać współczynniki przy odpowiednich stopniach Ω w równaniach (33) oraz (19) lub (25) i (30).

Otrzymuje się wtedy następujące równania:

$$2 \frac{1+k_0}{1-k_0} \omega_g (T' - T) = 2(1+\sqrt{k}) \sqrt[4]{\frac{1+k}{2k\sqrt{k}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{k}} \quad (40a)$$

$$\omega_g^2 T T' = \frac{1}{k} \quad (40b)$$

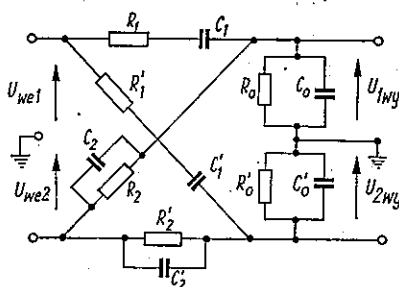
$$\left[4 \left(\frac{1+k_0}{1-k_0} \right)^2 T T' - T'^2 - T^2 \right] \omega_g^2 = 2 \left[\frac{1+k}{\sqrt{k}} + 1 \right] \frac{1}{k} \quad (40c)$$

$$\omega_g^4 T'^2 T'^2 = \frac{1}{k^2} \quad (40d)$$

Z powyższego wynika, że równania (40b) i (40d) są tożsamościowo równe.

Przykład

W układzie do otrzymania modulacji jednowstęgowej zastosowano przesuwnik z rys. 7, do którego stosują się równania (40). Jego całkowity



Rys. 11

schemat przedstawiono na rys. 11. Wymagania, jakie ma spełnić powyższy przesuwnik, są następujące:

1. Uzyskanie przesunięcia fazowego $\psi_0 = 90^\circ$ w pasmie częstotliwości akustycznych od 300 do 3825 Hz z błędem mniejszym od 2° .
2. Wielkość oporów obciążenia R_0 oraz R'_0 ma być zbliżona do rezystancji wejściowej uzyskiwanej w układach z tranzystorami.

Z założeń wynika:

$$k = \frac{f_{\min}}{f_{\max}} = \frac{300 \text{ Hz}}{3825 \text{ Hz}} = 0,079; \quad \frac{1}{k} = 12,73$$

$$\sqrt{k} = 0,28; \quad \frac{1}{\sqrt{k}} = 3,56$$

Podstawiając te wartości do równań (40) i dokonując obliczeń, otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} 2 \frac{1+k_0}{1-k_0} \omega_g (T' - T) &= 20,2 \\ \omega_g^2 T T' &= 12,73 \\ \left[4 \left(\frac{1+k_0}{1-k_0} \right)^2 T T' - T^2 - T'^2 \right] \omega_g^2 &= 122,5 \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

Wprowadzając oznaczenia:

$$\omega_g T = y; \quad \omega_g T' = z; \quad \frac{1+k_0}{1-k_0} = x \quad (42)$$

otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} x(z-y) &= 10,1 \\ yz &= 12,73 \\ 4x^2zy - (z^2 + y^2) &= 122,5 \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

Po rozwiązaniu otrzymamy:

$$\begin{aligned} x &= 1,86 \\ y &= 1,77 \\ z &= 7,21 \end{aligned}$$

Stąd:

$$\begin{aligned} T &= 0,73 \cdot 10^{-4} \text{ s} \\ T' &= 2,97 \cdot 10^{-4} \text{ s} \\ k_0 &= 0,3 \end{aligned}$$

Zrealizowany w praktyce układ przesuwnika fazowego RC współpracuje z modulatorem tranzystorowym; aby więc spełnić wymagania dopasowania impedancji, dobrano następujące wartości jego elementów:

$$\begin{array}{ll} C_0 = 0,25 \mu\text{F} & C'_0 = 0,25 \mu\text{F} \\ R_0 = 292 \Omega & R'_0 = 1190 \Omega \\ R_1 = 119 \Omega & R'_1 = 485 \Omega \\ C_1 = 0,615 \mu\text{F} & C'_1 = 0,612 \mu\text{F} \\ R_2 = 680 \Omega & R'_2 = 2770 \Omega \\ C_2 = 0,107 \mu\text{F} & C'_2 = 0,107 \mu\text{F} \end{array}$$

Obliczmy maksymalny błąd fazy $(\Delta\psi_0)_{\max}$ wg (35) dla $\psi_0 = 90^\circ$ i $k_f = 12,8$:

$$(\Delta\psi_0)_{\max} = 0,0266 \text{ rad}$$

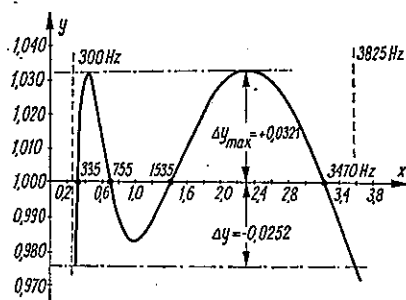
Jak się okaże dalej, $(\Delta\psi_0)_{\max}$ jest największym błędem występującym w obliczanym przesuwniku fazowym. Jego wielkość ma decydujące znaczenie dla obliczania tłumienia zbędnej wstęgi bocznej.

Liczbowe wyniki uzyskane dla przesuwnika z rys. 11 mogą być dla takiego samego k (np. $k = \frac{300}{3825} = 0,0785$) stosowane bezpośrednio również do rozwiązywania układów przedstawionych na rys. 8 i 9, ponieważ zależności aproksymacyjne dla współczynnika K mają postać analogiczną. Zatem dla wspomnianych układów, dla pasma częstotliwości akustycznych od 300 do 3825 Hz będzie:

$$\begin{aligned} c &= 2 \frac{1+k_0}{1-k_0} = 3,72 \\ T' &= 2,97 \cdot 10^{-4} \text{ s} \\ T &= 0,73 \cdot 10^{-4} \text{ s} \end{aligned} \quad (44)$$

W układach z rys. 8 oraz 9 można regulować (w wąskim zakresie) potencjometrem wejściowym wielkość a , co pozwala w pewnym stopniu zmniejszyć wpływ tolerancji elementów układu.

Wiadomo, że funkcja $y_4 = \frac{ax(1+x^2)}{1+cx^2+x^4}$ ma taki przebieg, że dla czterech wartości x osiąga wartość równą jedności, co odpowiada przesunięciu fazowemu równemu dokładnie 90° . Znajomość tych punktów jest ważna na przykład przy konstrukcyjnym rozwiązaniu współpracy przesuwnika z modulatorem w celu uzyskania modulacji jednowstęgowej w metodzie dwufazowej. Dla wyżej wymienionych częstotliwości błędy przesuwnika fazowego wynikające z aproksymacji Czebyszewa są równe zeru, stąd łatwo można wyeliminować w układzie złożonym inne przyczyny błędów, wpływające na wartość tłumienia zbędnej wstęgi bocznej. Jak wynika z wykresu



Rys. 12

na rys. 12, uzyskanego za pomocą matematycznej maszyny cyfrowej Odra-1013, miejsca zerowe błędu występują dla częstotliwości:

$$\begin{aligned} f_1 &= 335 \text{ Hz} \\ f_2 &= 755 \text{ Hz} \\ f_3 &= 1535 \text{ Hz} \\ f_4 &= 3470 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Warto zauważyć, że w wyniku skończonej dokładności wszystkich wykonanych obliczeń numerycznych przebieg uzyskanego wykresu odbiega nieco od założonego w aproksymacji Czebyszewa (wartość y dla $x = 1$ jest inna niż na krańcach przedziału).

2. WPŁYW TOLERANCJI ELEMENTÓW PRZESUWNICA NA MAKSYMALNY BŁĄD FAZY I MODUŁU WSPÓŁCZYNNIKA WZMOCNIENIA

2.1. Wprowadzenie

Współczesne układy elektroniczne w większości wypadków zawierają dużą ilość elementów. Parametry aparatury oraz jej elementów zazwyczaj są odchylone od wartości znamionowych. Te odchylenia nazywamy rozrzutem. Powstają one z powodu różnych czynników działających w procesie seryjnej produkcji oraz eksploatacji. Warunkiem poprawnego działania układu jest to, aby rozrzuty jego parametrów znajdowały się w pewnych granicach, tzn. aby były mniejsze lub co najwyżej równe pewnej z góry określonej wielkości, tzw. tolerancji.

Zmiany parametru wewnątrz przedziału tolerancji są zdarzeniami przypadkowymi. Wyjście parametru poza przedziały tolerancji prowadzi do naruszenia poprawnej pracy aparatury, zatem jest zdarzeniem niepożądanym.

Zależność pomiędzy parametrami układu elektronicznego a parametrami elementów można przedstawić ogólnie w postaci funkcji:

$$\varphi = G(x_1, x_2, \dots, x_k) = G(x_j) \quad (45)$$

Aby zatem określić tolerancję parametrów układu, należy znać tolerancję parametrów elementów i postać funkcji $G(x_j)$.

W celu obliczenia dokładności przesuwnika fazowego będziemy korzystali z tzw. metody momentów, która polega na zastosowaniu przekształcenia wariancji do równania (45). Przy analizie za pomocą tej metody zakłada się, że rozrzuty parametrów elementów x_j oraz parametru układu φ mają rozkład normalny. Ponieważ w ogólnym wypadku funkcja $G(x_j)$ może być bardzo złożona, rozkładamy ją na szereg Taylora:

$$\begin{aligned} \bar{\varphi} + \Delta\varphi &= G(\bar{x}_1 + \Delta x_1, \bar{x}_2 + \Delta x_2, \dots, \bar{x}_k + \Delta x_k) = G(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_k) + \\ &+ \sum_{i=1}^n \frac{1}{i!} \left(\frac{\partial}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial}{\partial x_k} \right)^i G(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_k) + \Theta_n \end{aligned} \quad (46)$$

gdzie

$\bar{\varphi}, \bar{x}_i$ — wartość średnia (znamionowa) parametru,

Θ_n — reszta w rozwinięciu.

Stosując do (46) operację wariancji przy pominięciu Θ_n i wyrazów nieskończenie małych wyższych rzędów, otrzymamy:

$$V(\bar{\varphi}) + V(\Delta\varphi) = V[G(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_k)] + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial \bar{G}}{\partial \bar{x}_i} \right)^2 V(\Delta x_i)$$

Lecz wariancja ze stałej jest zerem, zatem:

$$V(\bar{\varphi}) = 0$$

$$V[G(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_k)] = 0$$

zaś

$$V(\Delta\varphi) = \sigma^2(\varphi)$$

$$V(\Delta x_i) = \sigma^2(x_i)$$

Zatem

$$\sigma^2(\varphi) = \sum_{i=1}^k \left(\frac{\partial \bar{G}}{\partial \bar{x}_i} \right)^2 \sigma^2(x_i) \quad (47)$$

gdzie σ jest odchyleniem standardowym.

Przy wyprowadzaniu wzoru (47) przyjęto jeszcze, że parametry x_j są niezależnymi zmiennymi przypadkowymi. Będziemy również obliczali względną standardową tolerancję określoną wzorem:

$$\delta(\varphi) = \frac{|\sigma(\varphi)|}{\varphi} \quad (48)$$

2.2. Obliczenie tolerancji modułu współczynnika przeniesienia K przesuwnika fazowego szerokopasmowego

Obliczamy tolerancje dla $\omega = \omega_g$, ponieważ dla tej pulsacji mają one największą wartość. Jeżeli we wzorze (16) dokonamy następujących podstawień:

$$x = k_0(1 - \omega_g^2 T_1 T_2) \quad (49)$$

$$y = k_0 \omega_g \left[\left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right) T_1 - T_2 \right]$$

$$x' = 1 - \omega_g^2 T_1 k_0 \left[T_2 + \frac{R_2}{R_0} T_0 \right]$$

$$y' = \omega_g k_0 \left[\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_0} + 1 \right) T_1 + T_2 + \frac{R_2}{R_0} T_0 \right]$$

to otrzymamy:

$$\dot{K} = \frac{x - jy}{x' + jy'} \quad (50)$$

zaś

$$|\dot{K}|^2 = \frac{x^2 + y^2}{x'^2 + y'^2}$$

stąd

$$|\dot{K}| = \sqrt{\frac{x^2 + y^2}{x'^2 + y'^2}} \quad (51)$$

Wielkość $|\dot{K}|$ dla czwórnika pierwszego zależy od następujących parametrów:

$$R_0, C_0, R_1, C_1, R_2, C_2$$

Natomiast dla czwórnika drugiego od:

$$R'_0, C'_0, R'_1, C'_1, R'_2, C'_2$$

Aby obliczyć tolerancję $\sigma^2(\dot{K})$, korzystamy ze wzoru (47).

Zatem:

$$\begin{aligned} \sigma^2(\dot{K}) = & \left| \frac{\partial \bar{K}}{\partial R_0} \sigma(R_0) \right|^2 + \left| \frac{\partial \bar{K}}{\partial C_0} \sigma(C_0) \right|^2 + \left| \frac{\partial \bar{K}}{\partial R_1} \sigma(R_1) \right|^2 + \\ & + \left| \frac{\partial \bar{K}}{\partial C_1} \sigma(C_1) \right|^2 + \left| \frac{\partial \bar{K}}{\partial R_2} \sigma(R_2) \right|^2 + \left| \frac{\partial \bar{K}}{\partial C_2} \sigma(C_2) \right|^2 \end{aligned} \quad (52)$$

gdzie pochodne cząstkowe obliczamy według następującego schematu:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \bar{K}}{\partial R_0} &= \frac{\partial \bar{K}}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial R_0} + \frac{\partial \bar{K}}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial R_0} + \frac{\partial \bar{K}}{\partial x'} \frac{\partial x'}{\partial R_0} + \frac{\partial \bar{K}}{\partial y'} \frac{\partial y'}{\partial R_0} \\ \frac{\partial \bar{K}}{\partial C_0} &= \frac{\partial \bar{K}}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial C_0} + \frac{\partial \bar{K}}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial C_0} + \frac{\partial \bar{K}}{\partial x'} \frac{\partial x'}{\partial C_0} + \frac{\partial \bar{K}}{\partial y'} \frac{\partial y'}{\partial C_0} \end{aligned} \right\} \quad (53)$$

itd.

Wzory końcowe na poszczególne pochodne cząstkowe (ta sama postać dla obydwu czwórników) są zestawione w dodatku 1, zaś wartości liczbowe — w dodatku 2.

Otrzymaliśmy więc następujące wyniki: w przypadku tolerancji elementów równej 1% tolerancja amplitudowa jest również bliska wartości 1%, a dla tolerancji elementów 0,5% wynosi ona również około 0,5%. Na

podstawie przeprowadzonej analizy można sprecyzować wymagania odnośnie tolerancji poszczególnych elementów układu. Decydujący wpływ na wielkość tolerancji modułu mają: R_1 , C_1 , R'_1 , C'_1 oraz C'_0 . Zatem przy konstruowaniu analizowanego przesuwника należy zwrócić szczególną uwagę na staranny dobór wymienionych elementów.

2.3. Obliczenie tolerancji fazy dla przesuwника fazowego szerokopasmowego

Korzystamy tutaj również z poprzednio wyprowadzonego wzoru, a mianowicie:

$$\dot{K} = \frac{x - jy}{x' + jy'} = \frac{1}{x'^2 + y'^2} [xx' - yy' - j(xy' + yx')]$$

Zatem

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{xy' + x'y}{xx' - yy'} \quad (54)$$

Podstawiając poprzednio obliczone wartości, otrzymujemy dla czwórnika pierwszego:

$$\operatorname{tg} \varphi = -0,723$$

stąd

$$\varphi = 144^\circ 08'$$

zaś dla czwórnika drugiego:

$$\operatorname{tg} \varphi' = 1,412$$

$$\varphi' = 54^\circ 42'$$

Zatem

$$\psi = \varphi - \varphi' = 89^\circ 26'$$

więc

$$\Delta\psi = \psi_0 - \psi = 90^\circ - 89^\circ 26' = 34'$$

Obliczamy jak poprzednio odpowiednie pochodne dla funkcji φ :

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(-\frac{xy' + yx'}{xx' - yy'} \right)$$

Niech

$$f = -\frac{xy' + yx'}{xx' - yy'} \quad (55)$$

wtedy

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \varphi}{\partial x} &= \frac{y(x'^2 + y'^2)}{(1+f^2)(xx' - yy')^2} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial y} &= \frac{-x(x'^2 + y'^2)}{(1+f^2)(xx' - yy')^2} \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \varphi}{\partial x'} &= \frac{y'(y^2 + x^2)}{(1+f^2)(xx' - yy')^2} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial y'} &= \frac{-x'(x^2 + y^2)}{(1+f^2)(xx' - yy')^2} \end{aligned} \right\} \quad (57)$$

Podobnie jak poprzednio mamy:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial R_0} = \frac{\partial \varphi}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial R_0} + \frac{\partial \varphi}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial R_0} + \frac{\partial \varphi}{\partial x'} \frac{\partial x'}{\partial R_0} + \frac{\partial \varphi}{\partial y'} \frac{\partial y'}{\partial R_0}$$

itd.

Zestawienie wartości liczbowych przedstawiono w dodatku 3.

Podobnie jak w przypadku błędu amplitudy błąd fazowy zależy niejednakowo od tolerancji poszczególnych parametrów. Decydujący wpływ mają tutaj tolerancje elementów R_1 , C_2 oraz R'_1 i C'_2 . Staranny dobór tych właśnie elementów pozwoli zmniejszyć w znacznym stopniu błąd fazowy, wynikający z tolerancji elementów układu.

Obliczamy wypadkowe odchylenie standardowe $\sigma(\varphi)$:

$$\sigma^2(\varphi) = \sigma^2(\varphi - \varphi') = \sigma^2(\varphi) + \sigma^2(\varphi')$$

52' — dla tolerancji elementów = 1%

26' — dla tolerancji elementów = 0,5%

Całkowity błąd fazy przesuwnika dla tolerancji 1% będzie:

$$\Delta\psi_{max, c} = 1^\circ 31' 20'' + 52' = 2^\circ 23' 20''$$

dla tolerancji 0,5% będzie:

$$\Delta\psi_{max, c} = 1^\circ 31' 20'' + 26' = 1^\circ 57' 20''$$

Względny błąd fazy wyniesie

$$\frac{\Delta\psi_{max, c}}{\psi_0} 100\% = 2,2\%$$

Dodatek 1

Zestawienie wzorów na pochodne cząstkowe modułu K

$$\frac{\partial K}{\partial x} = \frac{x}{(x'^2 + y'^2)^{\frac{1}{2}} (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}}}; \quad \frac{\partial K}{\partial y} = \frac{y}{(x'^2 + y'^2)^{\frac{1}{2}} (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}}}$$

$$\frac{\partial K}{\partial x'} = \frac{x'^2 (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}}}{(x'^2 + y'^2)^{\frac{3}{2}}}; \quad \frac{\partial K}{\partial y'} = \frac{-y' (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}}}{(x'^2 + y'^2)^{\frac{3}{2}}}$$

$$\frac{\partial x}{\partial R_0} = \frac{R_2}{(R_2 + R_0)^2} (1 - \omega_g^2 R_1 C_1 R_2 C_2); \quad \frac{\partial x}{\partial C_0} = 0;$$

$$\frac{\partial x}{\partial R_1} = \frac{-R_0}{R_2 + R_0} \omega_g^2 C_1 R_2 C_2$$

$$\frac{\partial x}{\partial C_1} = \frac{-\omega_g^2 R_0}{R_2 + R_0} R_1 R_2 C_2; \quad \frac{\partial x}{\partial C_2} = \frac{-\omega_g^2 R_0}{R_2 + R_0} R_1 R_2 C_1$$

$$\frac{\partial x}{\partial R_2} = \frac{-\omega_g^2 R_0 R_1 C_1 C_2}{R_2 + R_0} - \frac{R_0}{(R_2 + R_0)^2} (1 - \omega_g^2 R_1 C_1 R_2 C_2)$$

$$\frac{\partial y}{\partial R_0} = \frac{R_2}{(R_2 + R_0)^2} \omega_g [R_2 C_1 - R_1 C_1 - R_2 C_2]; \quad \frac{\partial y}{\partial C_0} = 0$$

$$\frac{\partial y}{\partial R_1} = \frac{-R_0}{R_2 + R_0} \omega_g C_1; \quad \frac{\partial y}{\partial C_1} = \frac{R_0}{R_2 + R_0} (R_2 - R_1) \omega_g$$

$$\frac{\partial y}{\partial R_2} = \frac{-R_0 \omega_g}{(R_2 + R_0)^2} [R_2 C_1 - R_1 C_1 - R_2 C_2] + \frac{R_0 \omega_g}{R_0 + R_2} (C_1 - C_2)$$

$$\frac{\partial y}{\partial C_2} = \frac{-R_0}{R_2 + R_0} \omega_g R_2$$

$$\frac{\partial x'}{\partial R_0} = \frac{-\omega_g^2 R_1 C_1 R_2}{(R_2 + R_0)^2} (R_2 C_2 + R_2 C_0); \quad \frac{\partial x'}{\partial C_0} = \frac{-\omega_g^2 C_1 R_1 R_0 R_2}{R_2 + R_0}$$

$$\frac{\partial x'}{\partial R_1} = \frac{-\omega_g^2 C_1 R_0}{(R_2 + R_0)^2} [R_2 C_2 + R_2 C_0]; \quad \frac{\partial x'}{\partial C_1} = \frac{-\omega_g^2 R_1 R_0}{R_2 + R_0} R_2 C_2 + R_2 C_0$$

$$\frac{\partial x'}{\partial R_2} = \frac{\omega_g^2 R_1 C_1 R_0}{(R_2 + R_0)^2} [R_2 C_2 + R_2 C_0] - \frac{\omega_g^2 R_1 C_1 R_0}{R_2 + R_0} [C_2 + C_0]$$

$$\frac{\partial x'}{\partial C_2} = \frac{-\omega_g^2 R_0 R_1 C_1 R_2}{R_2 + R_0}$$

$$\frac{\partial y'}{\partial R_0} = \frac{\omega_g R_2}{(R_2 + R_0)^2} \left[R_2 C_1 + \frac{R_2}{R_0} R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_0 \right] - \frac{\omega_g R_2 R_1 C_1}{(R_2 + R_0) R_0}$$

$$\frac{\partial y'}{\partial C_0} = \frac{\omega_g R_0 R_2}{R_2 + R_0}; \quad \frac{\partial y'}{\partial R_1} = \frac{\omega_g R_0}{R_2 + R_0} \left[\frac{R_2}{R_0} C_1 + C_1 \right]$$

$$\frac{\partial y'}{\partial C_1} = \frac{\omega_g R_0}{R_2 + R_0} \left[R_2 + \frac{R_2}{R_0} R_1 + R_1 \right]$$

$$\frac{\partial y'}{\partial R_2} = \frac{-\omega_g R_0}{(R_2 + R_0)^2} \left[R_2 C_1 + \frac{R_2}{R_0} R_1 C_1 + R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_0 \right] + \frac{\omega_g R_0}{R_2 + R_0} \cdot \left[C_1 + \frac{R_1 C_1}{C_0} + C_2 + C_0 \right]$$

Dodatek 2

Zestawienie wartości liczbowych współczynników i pochodnych (w jednostkach MKSA)

Lp.	Wielkość	Czwórnik pierwszy	Czwórnik drugi	Tolerancja elementów
1	x	-0,640	-15,5	
2	y	+1,985	+8,0	
3	x'	-2,120	-51,7	
4	y'	+6,570	+26,8	
5	$\frac{\partial K}{\partial x}$	-0,0446	-0,01535	
6	$\frac{\partial K}{\partial y}$	+0,138	+0,0079	
7	$\frac{\partial K}{\partial x'}$	+0,0135	+0,00138	
8	$\frac{\partial K}{\partial y'}$	-0,0417	-0,00238	
9	$\frac{\partial x}{\partial R_0}$	$-4,47 \cdot 10^{-6}$	$-2,62 \cdot 10^{-4}$	
10	$\frac{\partial x}{\partial C_0}$	0,00	0,00	

Lp.	Wielkość	Czwórnik pierwszy	Czwórnik drugi	Tolerancja elementów
11	$\frac{\partial x}{\partial R_1}$	$-0,23 \cdot 10^{-3}$	$-9,30 \cdot 10^{-4}$	
12	$\frac{\partial x}{\partial C_1}$	$-5,22 \cdot 10^7$	$-8,35 \cdot 10^8$	
13	$\frac{\partial x}{\partial R_2}$	$-2,10 \cdot 10^{-5}$	$-5,0 \cdot 10^{-5}$	
14	$\frac{\partial x}{\partial C_2}$	$-29,80 \cdot 10^7$	$-48,5 \cdot 10^8$	
15	$\frac{\partial y}{\partial R_0}$	$1,39 \cdot 10^{-4}$	$1,41 \cdot 10^{-4}$	
16	$\frac{\partial y}{\partial C_0}$	0,00	0,00	
17	$\frac{\partial y}{\partial R_1}$	$-1,35 \cdot 10^{-4}$	$-1,32 \cdot 10^{-4}$	
18	$\frac{\partial y}{\partial C_1}$	$14,00 \cdot 10^7$	$+5,60 \cdot 10^8$	
19	$\frac{\partial y}{\partial R_2}$	$3,98 \cdot 10^{-5}$	$+0,594 \cdot 10^{-4}$	
20	$\frac{\partial y}{\partial C_2}$	$-1,70 \cdot 10^8$	$-6,75 \cdot 10^8$	
21	$\frac{\partial x'}{\partial R_0}$	$-2,08 \cdot 10^{-4}$	$-9,0 \cdot 10^{-4}$	
22	$\frac{\partial x'}{\partial C_0}$	$-2,98 \cdot 10^8$	$-47,7 \cdot 10^8$	
23	$\frac{\partial x'}{\partial R_1}$	$-7,65 \cdot 10^{-4}$	$-31,6 \cdot 10^{-4}$	
24	$\frac{\partial x'}{\partial C_1}$	$-1,74 \cdot 10^8$	$-28,8 \cdot 10^8$	
25	$\frac{\partial x'}{\partial R_2}$	$-0,40 \cdot 10^{-4}$	$-1,67 \cdot 10^{-4}$	
26	$\frac{\partial x'}{\partial C_2}$	$-2,98 \cdot 10^8$	$-48,5 \cdot 10^8$	
27	$\frac{\partial y'}{\partial R_0}$	$2,37 \cdot 10^{-4}$	$1,175 \cdot 10^{-4}$	
28	$\frac{\partial y'}{\partial C_0}$	$1,68 \cdot 10^8$	$6,80 \cdot 10^8$	
29	$\frac{\partial y'}{\partial R_1}$	$4,34 \cdot 10^{-4}$	$4,40 \cdot 10^{-4}$	

Lp.	Wielkość	Czwórnik pierwszy	Czwórnik drugi	Tolerancja elementów
30	$\frac{\partial y'}{\partial C_1}$	$2,70 \cdot 10^8$	$10,70 \cdot 10^8$	
31	$\frac{\partial y'}{\partial R_2}$	$6,30 \cdot 10^{-5}$	$1,23 \cdot 10^{-4}$	
32	$\frac{\partial y'}{\partial C_2}$	$1,68 \cdot 10^8$	$6,75 \cdot 10^8$	
33	$\frac{\partial K}{\partial R_0}$	$6,50 \cdot 10^{-6}$	$+3,63 \cdot 10^{-6}$	
34	$\frac{\partial K}{\partial C_0}$	$-1,10 \cdot 10^7$	$-8,12 \cdot 10^6$	
35	$\frac{\partial K}{\partial R_1}$	$-36,50 \cdot 10^{-6}$	$+7,75 \cdot 10^{-6}$	
36	$\frac{\partial K}{\partial C_1}$	$0,804 \cdot 10^7$	$+10,7 \cdot 10^6$	
37	$\frac{\partial K}{\partial R_2}$	$-1,72 \cdot 10^{-6}$	$+2,28 \cdot 10^{-7}$	
38	$\frac{\partial K}{\partial C_2}$	$-2,123 \cdot 10^7$	$+5,10 \cdot 10^7$	
39	$\frac{\partial K}{\partial R_0} \sigma(R_0)$	$0,650 \cdot 10^{-3}$	$1,45 \cdot 10^{-3}$	
40	$\frac{\partial K}{\partial C_0} \sigma(C_0)$	$0,805 \cdot 10^{-3}$	$0,62 \cdot 10^{-3}$	
41	$\frac{\partial K}{\partial R_1} \sigma(R_1)$	$1,500 \cdot 10^{-3}$	$1,26 \cdot 10^{-3}$	Wynoszą 1%
42	$\frac{\partial K}{\partial C_1} \sigma(C_1)$	$1,450 \cdot 10^{-3}$	$1,95 \cdot 10^{-3}$	
43	$\frac{\partial K}{\partial R_2} \sigma(R_2)$	$0,400 \cdot 10^{-3}$	$0,212 \cdot 10^{-3}$	
44	$\frac{\partial K}{\partial C_2} \sigma(C_2)$	$0,668 \cdot 10^{-3}$	$1,62 \cdot 10^{-3}$	Wynoszą 1%
45	$\left \frac{\partial K}{\partial R_0} \sigma(R_0) \right ^2$	$0,42 \cdot 10^{-6}$	$2,100 \cdot 10^{-6}$	
46	$\left \frac{\partial K}{\partial C_0} \sigma(C_0) \right ^2$	$0,65 \cdot 10^{-6}$	$0,385 \cdot 10^{-6}$	
47	$\left \frac{\partial K}{\partial R_1} \sigma(R_1) \right ^2$	$2,25 \cdot 10^{-6}$	$1,580 \cdot 10^{-6}$	
48	$\left \frac{\partial K}{\partial C_1} \sigma(C_1) \right ^2$	$2,10 \cdot 10^{-6}$	$3,800 \cdot 10^{-6}$	

Lp.	Wielkość	Czwórnik pierwszy	Czwórnik drugi	Tolerancje elementów
49	$\left \frac{\partial K}{\partial R_2} \sigma(R_2) \right ^2$	$0,16 \cdot 10^{-6}$	$0,045 \cdot 10^{-6}$	Wynoszą 1%
50	$\left \frac{\partial K}{\partial C_2} \sigma(C_2) \right ^2$	$0,45 \cdot 10^{-6}$	$2,650 \cdot 10^{-6}$	
51	$\sigma^2(K)$	$6,03 \cdot 10^{-6}$	$10,560 \cdot 10^{-6}$	—
52	$\sigma(K)$	$\pm 2,46 \cdot 10^{-3}$	$\pm 3,25 \cdot 10^{-3}$	—
53	$\vartheta(K)\%$	0,75%	1,08%	Wynosi 1%
54	$\vartheta(K)\%$	0,40%	0,54%	Wynosi 0,5%

Dodatek 3

Zestawienie obliczonych wartości liczbowych dla przesunięcia fazowego

Lp.	Wielkość	Czwórnik pierwszy	Czwórnik drugi	Tolerancje elementów
1	$\frac{\partial \varphi}{\partial x}$	0,457	0,0263	
2	$\frac{\partial \varphi}{\partial y}$	0,147	0,0503	
3	$\frac{\partial \varphi}{\partial x'}$	0,138	0,00785	
4	$\frac{\partial \varphi}{\partial y'}$	0,0445	0,0152	
5	$\frac{\partial \varphi}{\partial R_0}$	$0,200 \cdot 10^{-6}$	$-5,0 \cdot 10^{-6}$	
6	$\frac{\partial \varphi}{\partial C_0}$	$-0,336 \cdot 10^8$	$-2,715 \cdot 10^7$	
7	$\frac{\partial \varphi}{\partial R_1}$	$-0,213 \cdot 10^{-3}$	$-4,92 \cdot 10^{-5}$	
8	$\frac{\partial \varphi}{\partial C_1}$	$-1,520 \cdot 10^7$	$+0,04 \cdot 10^7$	
9	$\frac{\partial \varphi}{\partial R_2}$	$-0,645 \cdot 10^{-5}$	0,00	
10	$\frac{\partial \varphi}{\partial C_2}$	$-19,500 \cdot 10^7$	$-1,702 \cdot 10^8$	

Lp.	Wielkość	Czwórnik pierwszy	Czwórnik drugi	Tolerancje elementów
11	$\frac{\partial \varphi}{\partial R_0} \sigma(R_0)$	$0,20 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	
12	$\frac{\partial \varphi}{\partial C_0} \sigma(C_0)$	$0,245 \cdot 10^{-3}$	$2,06 \cdot 10^{-3}$	
13	$\frac{\partial \varphi}{\partial R_1} \sigma(R_1)$	$8,70 \cdot 10^{-3}$	$+8,00 \cdot 10^{-3}$	
14	$\frac{\partial \varphi}{\partial C_1} \sigma(C_1)$	$2,74 \cdot 10^{-3}$	$0,73 \cdot 10^{-3}$	
15	$\frac{\partial \varphi}{\partial R_2} \sigma(R_2)$	$1,50 \cdot 10^{-3}$	0,00	
16	$\frac{\partial \varphi}{\partial C_2} \sigma(C_2)$	$6,10 \cdot 10^{-3}$	$5,42 \cdot 10^{-3}$	
17	$\left \frac{\partial \varphi}{\partial R_0} \sigma(R_0) \right ^2$	$0,0004 \cdot 10^{-6}$	$4,41 \cdot 10^{-6}$	
18	$\left \frac{\partial \varphi}{\partial C_0} \sigma(C_0) \right ^2$	$0,0600 \cdot 10^{-6}$	$4,25 \cdot 10^{-6}$	
19	$\left \frac{\partial \varphi}{\partial R_1} \sigma(R_1) \right ^2$	$76,0000 \cdot 10^{-6}$	$64,00 \cdot 10^{-6}$	Wynoszą 1%
20	$\left \frac{\partial \varphi}{\partial C_1} \sigma(C_1) \right ^2$	$7,5000 \cdot 10^{-6}$	$0,57 \cdot 10^{-6}$	
21	$\left \frac{\partial \varphi}{\partial R_2} \sigma(R_2) \right ^2$	$2,2500 \cdot 10^{-6}$	0,00	
22	$\left \frac{\partial \varphi}{\partial C_2} \sigma(C_2) \right ^2$	$37,5000 \cdot 10^{-6}$	$29,30 \cdot 10^{-6}$	
23	$\sigma^2(\varphi)$	$123,31 \cdot 10^{-6}$	$102,52 \cdot 10^{-6}$	
24	$\sigma(\varphi)$	$+11,05 \cdot 10^{-3}$	$+10,14 \cdot 10^{-3}$	
25	$\sigma(\varphi)$	38'	36'	
26	$\sigma(\varphi)$	19'	18'	0,5%
27	$\sigma\varphi$	0,44%	1,06%	1%
28	$\sigma\varphi$	0,22%	0,53%	0,5%

WYKAZ LITERATURY

1. Demidowicz B. P., Maron I. A., Szuwałowa E. J.: Metody numeryczne. PWN, Warszawa 1965.
2. Dobrogowski A.: Statystyczne metody projektowania elektronicznych układów liniowych. IV Naukowa Konferencja Nauk Techn. Poznań 1966 r.
3. Ремез Е. Ю.: Общие вычислительные методы Чебышевского приближения. Изд. АН СССР 1957.
4. Pappenfus E. W., Bruene W. B., Schoenike E. O.: Single Sideband Principles and Circuits. Mc Graw — Hill Book Company, New York 1964.
5. Sobotka V.: Amplitudowy modulator s trifazovou kompenzacii pro systémy s jedním postranním pasmem. Slaboproudý Obzor, 1963, nr 1, s. 4.
6. Штейн Б. Б.: О подавлении колебания нерабочей боковой полосы в фазо-фильтровых схемах. Электросвязь, Москва 1959.
7. Туркелтауб Р. М.: Методы вычисления точности и надежности аппаратуры. Москва 1966.
8. Weaver A.: Third Method of Generation and Detection of Single — Sideband Signals. Proc. IRE, 1956, nr 12.
9. Везиунов М. В., Лобанов И. В., Семенов А. М.: Однополосная модуляция. 1962.
10. Villard O. G.: Cascade Connection of 90° Phase — Shift Networks. Proc. IRE, 1952, nr 3.
11. Fidelis E., Firkowicz S., Grzesiak K. i inni: Matematyczne podstawy oceny niezawodności. PWN, Warszawa 1966.
12. Firkowicz S.: Statystyczna ocena jakości i niezawodności lamp elektronowych. WNT Warszawa 1963 r.
13. Grzesiak K.: Niezawodność urządzeń elektronicznych. PWN, Warszawa 1965.
14. Hellwig Z.: Elementy rachunku prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej. PWN, Warszawa 1965.
15. Хенней К., Уолли Ц.: Радиодетали и проблема их надежности. ИСР, Москва 1960.
16. Sztarski M.: Problemy niezawodności. WKiŁ, Warszawa 1965.
17. Васильев Б. В., Козлов Б. А., Ткаченко А. Г.: Надежность и эффективность радио-электронных устройств. ИСР, Москва 1964.
18. Kołodziejcki J., Rosiński W.: Trwałość i stabilność przyrządów półprzewodnikowych. WNT, Warszawa 1964.

З. Кахлицки,
М. Маркевич-Врзеционо

СИНТЕЗ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ RC

Резюме

Проведено систематический обзор свойств известных фазовращателей RC, рассматриваемых с точки зрения минимальных погрешностей фазы, в зависимости от величины коэффициента ширины полосы частот k .

Исследовано влияние допуска отдельных элементов на осуществляемую точность фазовращателя.

*Z. Kachlicki**M. Markiewicz-Wrzeciono*

SYNTHESIS OF BROAD BAND PHASE SHIFT RC CIRCUITS

Summary

In the paper a systematic review of properties of well known phase shift RC circuits has been presented and discussed from the point of view of the minimum phase errors as a function of the value of the frequency band width coefficient k .

The influence of element tolerance upon the attainable phase shift circuit exactness has been analyzed.

*Z. Kachlicki**M. Markiewicz-Wrzeciono*

SYNTHÈSE DES DÉPHASEURS RC À LARGE BANDE

Résumé

On a passé en revue d'une façon systématique les traits caractéristiques des déphaseurs RC, d'un type connu, examinés du point de vue d'erreurs de phase minimum, en fonction de la valeur du coefficient de largeur de la bande k .

On a étudié l'influence de la tolérance des éléments sur la valeur de l'exactitude réalisable des déphaseurs.

*Z. Kachlicki**M. Markiewicz-Wrzeciono*

DIE SYNTHESE DER RC BREITBANDPHASENSCHIEBERN

Zusammenfassung

In der Arbeit wurde ein Überblick der Eigenschaften der bekannten RC Phasenschieber vom Gesichtspunkt der minimalen Phasenfehler in Abhängigkeit von den Werten des Bandbreitkoeffizienten k durchgeführt.

Es wurde auch der Einfluß der Elementtoleranzen auf die erreichbare Genauigkeit des Phasenschiebers untersucht.

TADEUSZ ZAGROBELNY

621. 372. 552

REGULOWANE KOREKTORY TŁUMIENIOWE I ICH PROJEKTOWANIE

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 7.III.1970 r.

Praca zawiera przegląd biernych układów korekcyjnych o stałej oporności falowej i regulowanej tłumienności stosowanych w liniach teletransmisyjnych.

Na wstępie omówiono zadania i przeznaczenie korektorów regulowanych oraz sposoby ich realizacji, po czym przeprowadzono analizę podstawowego układu korekcyjnego o strukturze T -zbocznikowane z dopełniającymi czwórnikami przeciwnymi. Dalsza część pracy podaje własności, wzory i wskazówki oraz przykłady obliczania poszczególnych układów korekcyjnych.

Praca może stanowić wystarczającą podstawę do wyboru właściwego układu korekcyjnego i do przeprowadzenia obliczeń jego elementów.

1. WSTĘP

CEL I ZADANIA KOREKTORÓW REGULOWANYCH

Jednym z niezbędnych warunków zapewnienia wierności odtwarzania sygnałów przesyłanych liniami teletransmisyjnymi jest właściwy przebieg tłumienności wynikowej w funkcji częstotliwości (brak zniekształceń tłumieniowych).

W tym celu występujące w trakcie liniowym zniekształcenia tłumieniowe są kompensowane w poszczególnych odcinkach wzmacniakowych przez włączanie do urządzeń wzmacniakowych odpowiednich układów korekcyjnych.

Ze wzrostem szerokości pasma przesyłowego, a więc ze wzrostem krotkości teletransmisyjnych urządzeń nośnych, wzrasta gęstość rozmieszczenia wzmacniaków przelotowych i jednocześnie rośnie wymagana dokładność kompensacji zniekształceń, a więc dokładność korekcji w poszczególnych wzmacniakach. Skutkiem tego są ostre wymagania na jakość korekcji w całym zakresie pasma przesyłowego.

Biorąc pod uwagę szereg czynników mających wpływ na przebieg charakterystyki tłumieniowej traktu liniowego, korekcję zniekształceń tłumieniowych w szerokopasmowych systemach telefonicznych realizuje się w dwóch etapach.

W pierwszym etapie projektuje się układy korekcyjne, obliczone na podstawie danych charakterystyk torów dla określonej długości odcinka wzmacniakowego i dla określonej temperatury; korektory tego typu nazywamy „podstawowymi” i realizujemy je na każdej stacji wzmacniakowej jako korektory stałe.

W drugim natomiast etapie kompensuje się zniekształcenia powstałe w wyniku sumowania się niedokładności korekcji poprzedniego typu oraz powstałych z rozrzutów produkcyjnych i zmian w czasie parametrów toru i wzmacniaków.

Ze względu na trudności dokładnego przewidywania charakteru i wielkości tych zniekształceń oraz ze względu na ich zmienność zachodzi konieczność stosowania w tym przypadku korektorów tzw. regulowanych.

Korektory regulowane stosowane w szerokopasmowych systemach telefonicznych można, ze względu na ich przeznaczenie, podzielić na trzy grupy:

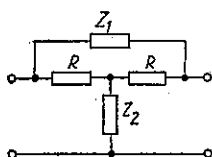
- a) korektory zniekształceń niezmiennych w czasie (np. zniekształceń wynikających z sumowania się niedokładności korekcji podstawowej i z rozrzutów fabrycznych parametrów toru i wzmacniaków) ustawiane w czasie uruchamiania traktu liniowego na żadaną charakterystykę,
- b) korektory zniekształceń zmieniających się powoli (np. zniekształceń wynikających ze starzenia się elementów lub z sezonowych zmian temperatury) regulowane ręcznie w pewnych odstępach czasu,
- c) korektory zniekształceń zmieniających się szybko (np. zniekształceń wynikających z krótkookresowych zmian temperatury) regulowane samoczynnie w sposób ciągły.

Wszystkie te trzy grupy korektorów regulowanych mogą się składać z jednego lub wielu podstawowych układów korekcyjnych o regulowanej tłumienności, przy czym różne firmy realizują wyżej wymienione korekcje w różny sposób, za pomocą różnych typów układów korekcyjnych.

W pracy niniejszej przeprowadzono najpierw analizę różnego typu układów korekcyjnych o regulowanej tłumienności, które mogą być użyte do budowy korektorów regulowanych o przeznaczeniu określonym w wyżej wymienionych punktach a, b i c. Następnie podano metody praktycznego projektowania tych układów. Wybór najbardziej odpowiedniego układu korekcyjnego dla określonego celu pozostawia się konstruktorowi, ponieważ jest to zależne od konkretnych wymagań stawianych projektowanym korektorom.

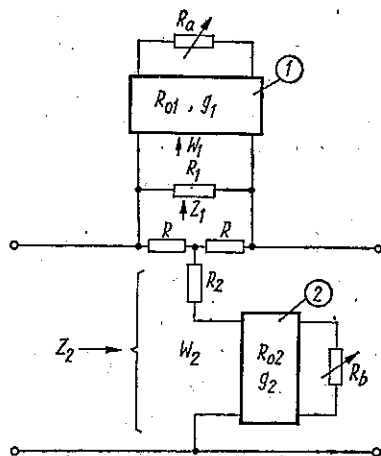
2. OGÓLNA POSTAĆ KOREKTORA REGULOWANEGO I SPOSOBY REGULACJI JEGO TŁUMIENNOŚCI

Korektory tłumieniowe o stałej impedancji falowej realizowane są zazwyczaj w postaci czwórników T -zbochnikowane (rys. 1), ponieważ struktura taka jest najdogodniejsza i najbardziej racjonalna. Jeżeli impedancje Z_1 i Z_2 takiego czwórnika są przeciwstawne, tj. jeżeli $Z_1 \cdot Z_2 = R^2$, to jego impedancja falowa będzie rzeczywista i niezależna od częstotliwości, równa R , a parametry robocze tego czwórnika, przy obciążeniu rezystancjami równymi R , będą odpowiednio równe parametrom falowym.



Rys. 1. Postać ogólna korektora tłumieniowego

Impedancje Z_1 i Z_2 mogą być realizowane za pomocą dwójników (rys. 1) lub za pomocą czwórników (rys. 2). Regulację tłumienności uzyskuje się, ogólnie rzecz biorąc, poprzez regulację impedancji Z_1 i Z_2 . Przy czym w korektorach, których impedancje Z_1 i Z_2 stanowią dwójniki, regulację tłumienności przeprowadza się za pomocą indukcyjności, pojemności i rezystancji. Taki sposób regulacji jest jednak niedogodny i nieekonomiczny.



Rys. 2. Postać ogólna podstawowego układu korektora regulowanego z przeciwstawnymi czwórnikami dopełniającymi

W korektorach, w których do realizacji impedancji Z_1 i Z_2 zastosowano czwórniki (rys. 2), regulację tłumienności można przeprowadzać za pomocą tylko dwóch rezystancji (R_a i R_b), co jest oczywiście dużą zaletą w porówna-

niu do poprzednio wspomnianego sposobu regulacji. Dlatego też korektory te, aczkolwiek bardziej skomplikowane, znajdują szersze zastosowanie jako korektory o regulowanej tłumienności niż korektory, w których Z_1 i Z_2 są realizowane za pomocą dwójników.

Czwórniki użyte do realizacji impedancji Z_1 i Z_2 , nazywane dalej czwórnikami dopełniającymi, mogą być w zasadzie dowolnymi czwórnikami biernymi, których impedancje wejściowe W_1 i W_2 spełniają żądane wymagania.

W pracy niniejszej podano sposoby obliczania korektorów regulowanych, w których jako czwórniki dopełniające zastosowano:

- układy T -zbocznikowane,
 - układy wszechprzepustowe (korektory Bode'a — kosinusoidalne),
 - wszechzaporowe układy mostkowe (korektory Oswalda).
- Omówiono przy tym cztery odmiany korektorów Oswalda, mianowicie:
- korektory o regulowanej tłumienności w całym zakresie przesyłanych częstotliwości (kosinusoidalne),
 - korektory pasmowe (lokalne) pojedyncze o regulowanej tłumienności tylko w określonej części pasma przesyłowego,
 - korektory pasmowe (lokalne) podwójne umożliwiające regulację tłumienności niezależnie w dwóch określonych pasmach częstotliwości,
 - korektory regulowane projektowane według zadanego przebiegu charakterystyki tłumienności.

3. ANALIZA PODSTAWOWEGO UKŁADU KOREKTORA REGULOWANEGO

Tamowność falową korektorów podanych na rys. 1 i rys. 2, przy założeniu, że $Z_1 \cdot Z_2 = R^2$, można określić ze wzoru:

$$e^r = e^{(A+jB)} = 1 + \frac{Z_1}{R} = 1 + \frac{R}{Z_2} \quad (1)$$

przy czym w przypadku korektora regulowanego, w którym Z_1 i Z_2 są realizowane za pomocą czwórników (rys. 2)

$$Z_1 = \frac{R_1 \cdot W_1}{R_1 + W_1} \quad (2)$$

$$Z_2 = R_2 + W_2 \quad (3)$$

gdzie:

W_1 — impedancja wejściowa czwórnika dopełniającego (1) włączonego w gałąź wzdłużną korektora,

W_2 — impedancja wejściowa czwornika dopełniającego (2) włączonego w gałąź poprzeczną korektora.

Przeciwstawność impedancji Z_1 i Z_2 będzie zachowana, jeżeli:

$$W_1 \cdot W_2 = R_1 \cdot R_2 = R^2 \quad (4)$$

czyli, gdy będą również przeciwstawne przy tej samej potędze przeciwstawności czworniki dopełniające. Muszą być zatem spełnione równania:

$$R_{01} \cdot R_{02} = R_a \cdot R_b = R^2 \quad (5)$$

$$g_1 = g_2 = g = a + jb \quad (6)$$

gdzie:

R_{01} i R_{02} — impedancje falowe (rezystancje) czworników dopełniających,

R_a i R_b — rezystancje regulowane stanowiące obciążenie czworników dopełniających,

g_1 i g_2 — tłumowności falowe czworników dopełniających.

Uwzględniając wyrażenia (1) i (2) można określić tłumowność korektora z czwornikami dopełniającymi ze wzoru:

$$e^r = 1 + \frac{1}{R} \cdot \frac{R_1 \cdot W_1}{R_1 + W_1} = 1 + \frac{1}{r} \cdot \frac{r_1 \cdot w_1}{r_1 + w_1} \quad (7)$$

gdzie:

$$r = \frac{R}{R_{01}}, \quad r_1 = \frac{R_1}{R_{01}}, \quad w_1 = \frac{W_1}{R_{01}} \quad (8)$$

Jeżeli impedancję wejściową czwornika dopełniającego wyrazić wzorem:

$$w_1 = \frac{W_1}{R_{01}} = \frac{1 + qe^{-2g}}{1 - qe^{-2g}}, \quad (9)$$

wynikającym z ogólnej analizy czworników w [4], to wyrażenie na tłumowność falową korektora regulowanego (7) po prostych przekształceniach przyjmie postać:

$$e^r = 1 + \frac{r_1}{r(1+r_1)} \cdot \frac{1 + qe^{-2g}}{1 + qe^{-2g} \left(\frac{1-r_1}{1+r_1} \right)} \quad (10)$$

gdzie:

$$q = \frac{R_a - R_{01}}{R_a + R_{01}} \quad (11)$$

Nietrudno zauważyć, że w przypadku gdy rezystancja regulowana R_a , stanowiąca obciążenie czwornika dopełniającego, przyjmie wartość $R_a = R_{01}$, tj. gdy $q = 0$ i $W_1 = R_{01}$, korektor będzie miał tłumienność stałą A_0 , którą, jak wynika ze wzorów (7) i (10), można określić ze wzoru:

$$e^{A_0} = 1 + \frac{1}{R} \cdot \frac{R_1 \cdot R_{01}}{R_1 + R_{01}} = 1 + \frac{r_1}{r(1+r_1)} \quad (12)$$

Uwzględniając wyrażenie (12) we wzorze (10), otrzymamy:

$$e^r = 1 + \frac{(e^{A_0} - 1)(1 + qe^{-2g})}{1 + qe^{-2g} \left(\frac{1-r_1}{1+r_1} \right)} \quad (13)$$

skąd odejmując, a następnie dodając do obydwu stron tego równania e^{A_0} , po przekształceniach otrzymamy jak w [6]:

$$e^r - e^{A_0} = (e^{A_0} - 1) \frac{2r_1}{1+r_1} \cdot \frac{qe^{-2g}}{1 + \left(\frac{1-r_1}{1+r_1} \right) qe^{-2g}} \quad (14)$$

oraz

$$e^r + e^{A_0} = \frac{2e^{A_0} + 2 \left(\frac{e^{A_0} - r_1}{1+r_1} \right) e^{-2g}}{1 + \left(\frac{1-r_1}{1+r_1} \right) qe^{-2g}} \quad (15)$$

Zakładając następnie, że:

$$r_1 = e^{A_0 *} \quad (16)$$

oraz dzieląc stronami wyrażenie (14) przez wyrażenie (15), otrzymamy:

$$\frac{e^r - e^{A_0}}{e^r + e^{A_0}} = \frac{e^{A_0} - 1}{e^{A_0} + 1} qe^{-2g} \quad (17)$$

co inaczej możemy zapisać:

$$\text{th} \frac{r - A_0}{2} = q \cdot \text{th} \frac{A_0}{2} \cdot e^{-2g} \quad (18)$$

Stąd po prostych przekształceniach i po wprowadzeniu oznaczenia:

$$k = q \cdot \text{th} \frac{A_0}{2} \quad (19)$$

otrzymamy jak w [13]:

$$r = A_0 + 2 \text{arth}(ke^{-2g}) = A_0 + \ln \frac{1 + ke^{-2g}}{1 - ke^{-2g}} = A_0 + r_{\sim} \quad (20)$$

*) Założenie to wprowadzi zmniejsza teoretycznie stopień swobody układu korekcyjnego, co praktycznie nie ma istotnego znaczenia, powoduje jednak znaczne uproszczenie analizy i czyni końcowe wzory bardziej przejrzyste.

gdzie:

k — jest funkcją regulowanej rezystancji R_a i nie zależy od częstotliwości,

e^{-2g} — jest funkcją częstotliwości i nie zależy od rezystancji regulowanej R_a .

Jak widać ze wzoru (20), tamowność korektora regulowanego składa się ze składowej stałej A_0 i ze składowej zmiennej I_1 .

Rozpatrzmy teraz zakres zmian tamowności korektora w wyniku zmian rezystancji regulowanej R_a , czyli tym samym — parametru k . Przy zmianach rezystancji regulowanej R_a od 0 do ∞ , q zmienia się od -1 do $+1$, a ponieważ $\text{th} \frac{A_0}{2}$ nie może być większe od 1, to zakres zmian parametru k ograniczony jest również przedziałem:

$$-1 \leq k \leq +1 \quad (21)$$

Przy nominalnej wartości $R_a = R_{01}$, czyli gdy $q = 0$ i $k = 0$, tamowność korektora regulowanego $I = A_0$.

Przy wartościach $k = \pm k_1$ charakterystyki korektora regulowanego będą symetryczne względem A_0 , co widać z zależności:

$$I_{k=+k_1} = A_0 + \ln \frac{1+k_1 e^{-2g}}{1-k_1 e^{-2g}} = A_0 + I_1 \quad (22)$$

$$I_{k=-k_1} = A_0 - \ln \frac{1+k_1 e^{-2g}}{1-k_1 e^{-2g}} = A_0 - I_1 \quad (23)$$

Podstawiając do wyrażenia (18) $I = A + jB$ i $g = a + jb$ oraz wydzielając część rzeczywistą i urojoną (jak w [4]), otrzymamy:

$$\text{th}(A - A_0) = \frac{2ke^{-2a} \cos 2b}{1 + k^2 e^{-4a}} = \frac{2kF}{1 + k^2 e^{-4a}} \quad (24)$$

$$B = \arctg \left(-\frac{2ke^{-2a} \sin 2b}{1 - k^2 e^{-4a}} \right) \quad (25)$$

gdzie:

$$F = e^{-2a} \cdot \cos 2b \quad (26)$$

jest funkcją określoną parametrami czwórnika dopełniającego i może przyjmować wartości w przedziale:

$$-1 \leq F \leq +1 \quad (27)$$

Dla małych wartości k wyrażenie (24) można uprościć do postaci:

$$A - A_0 = \Delta A = 2kF = 2ke^{-2a} \cos 2b \quad (28)$$

gdzie ΔA oznacza składową zmienną tłumienności korektora regulowanego.

Jak widać ze wzoru (28), obliczenie korektora regulowanego sprowadza się do wyznaczenia czwórników dopełniających według zadanej funkcji $F(f)$.

W przypadku gdy przesuwność falowa czwórnika dopełniającego

$$b = \frac{\pi}{4}(2n-1) \quad (29)$$

(gdzie $n = 1, 2, 3, \dots$), funkcja $F = e^{-2a} \cos 2b$ przyjmie wartość równą zeru. Wówczas niezależnie od wartości tłumienności czwórnika dopełniającego oraz niezależnie od parametru q tłumienność korektora $A = A_0$.

Częstotliwości, przy których spełniony jest warunek (29), nazywamy będziemy częstotliwościami osiowymi.

W przypadku gdy tłumienność czwórnika dopełniającego $a = 0$, wówczas:

$$F_{a=0} = \cos 2b \quad (30)$$

$$\Delta A_{a=0} = \operatorname{arth} \frac{2k \cos 2b}{1+k^2} \quad (31)$$

Jeżeli natomiast przesuwność falowa czwórnika dopełniającego $b = 0$, to

$$F_{b=0} = e^{-2a} \quad (32)$$

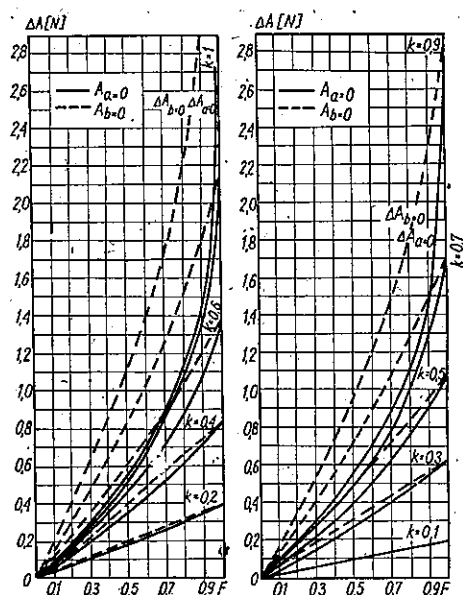
$$\Delta A_{b=0} = \operatorname{arth} \frac{2ke^{-2a}}{1+k^2e^{-4a}} \quad (33)$$

Zależności (31) i (33) przedstawione są w postaci graficznej na rys. 3 [10]. Przedstawione na tym rysunku charakterystyki stanowią granice zmian składowej zmiennej tłumienności korektora $\Delta A(F)$ dla danej wartości k . Wszystkie inne wartości ΔA , otrzymane przy innych wartościach a i b , lecz dla tych samych wartości k i F , będą leżały w przedziale ograniczonym wartościami $\Delta A_{a=0}$ i $\Delta A_{b=0}$.

Analizując przebiegi tych charakterystyk przy różnych wartościach k , można stwierdzić co następuje:

a) przy wartościach $k \leq 0,3$ charakterystyki $\Delta A(F)$ dla $a = 0$ i dla $b = 0$ prawie się pokrywają, co oznacza, że żądana wartość ΔA może być realizowana przy dowolnym stosunku parametru a do b ,

b) przy wartościach k większych od 0,3 różnica między charakterystykami ΔA dla $a = 0$ i $b = 0$ jest tym większa, im większa jest wartość parametru k . Oznacza to, że korektory o dużych zakresach regulacji mogą być realizowane tylko przy określonych wzajemnych zależnościach między a i b .



Rys. 3. Zależność tłumienności korektora regulowanego od funkcji $F = e^{-2a \cdot \cos 2b}$

Poza tym, przy wartościach $k > 0,3$ zależność $\Delta A = \varphi(F)$ staje się nieliniowa, co prowadzi do odchyżeń charakterystyk korektora w stosunku do obliczonych ze wzoru (28). Wielkość tych odchyżeń może być w przybliżeniu oceniona na podstawie charakterystyk podanych na rys. 3.

W celu uniknięcia zniekształceń charakterystyk korektora o dużym zakresie regulacji tłumienności należy tak dobrać parametry a i b , aby równanie (24) było liniowe w funkcji wielkości F przynajmniej dla jednej, najpierw zadanej wartości k , na przykład dla $k = k_{\max}$.

Z powyższej analizy wynika, że tylko przy małych wartościach k (co w praktyce najczęściej się przyjmuje) tłumienność korektora regulowanego można z wystarczającą dokładnością obliczać według wzoru (28), przy czym tłumienność i przesuwność czwórników dopełniających mogą się zmieniać w szerokim zakresie.

4. OBLICZENIA OGÓLNE

Obliczenia korektorów regulowanych, rozpatrywanych w niniejszej pracy, można podzielić na dwie grupy: obliczenia ogólne jednakowe dla wszystkich typów korektorów oraz obliczenia czwórników dopełniających, różne w przypadku różnych typów korektorów (zależnie od rodzaju zastosowanych czwórników dopełniających).

Sposoby obliczania czwórników dopełniających podane są w następnych rozdziałach, przy omawianiu poszczególnych typów korektorów.

Obliczenia wspólne dla wszystkich omawianych korektorów obejmują elementy: R_1 , R_2 , R_a , R_b oraz impedancje falowe czwórników dopełniających R_{01} i R_{02} . Wartości te można wyznaczyć, przy założeniu wartości A_0 i R według niżej podanych wzorów wynikających z zależności (16), (12) i (5).

$$R_{01} = 2R \operatorname{sh} A_0 \quad (34)$$

$$R_1 = R_{01} e^{A_0} \quad (35)$$

$$R_{02} = \frac{R^2}{R_{01}} = \frac{R}{2 \operatorname{sh} A_0} \quad (36)$$

$$R_{02} = \frac{R^2}{R_1} = \frac{R_{02}}{e^{A_0}} \quad (37)$$

$$R_a = R_{01} \frac{1+q}{1-q} \quad (38)$$

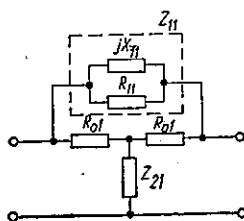
$$R_b = \frac{R^2}{R_a} = R_{02} \frac{1-q}{1+q} \quad (39)$$

Zakładając wielkość przyrostu tłumienności ΔA przy $F = 1$, parametr q można określić według wzoru:

$$q = \frac{\Delta A}{2 \operatorname{th} \frac{A_0}{2}} = \frac{\Delta A}{\Delta A_{\max}} \quad (40)$$

5. KOREKTORY REGULOWANE Z CZWÓRNIKAMI DOPEŁNIAJĄCYMI W UKŁADZIE T-z

Jako czwórniki dopełniające do realizacji impedancji Z_1 i Z_2 stosowane są w praktyce układy o określonej strukturze. Jednym z takich układów jest czwórnik o strukturze T-zbocznikowane [10, 12, 13], jak na rys. 4.



Rys. 4. Czwórnik dopełniający o strukturze T-z

Zastosowanie tego rodzaju układów, jako czwórników dopełniających umożliwia uzyskanie regulowanej charakterystyki tłumienności o najbardziej dowolnym kształcie, przy jednocześnie znacznym uproszczeniu obliczeń, ponieważ zależność między tłumiennością i przesuwnością w układach T -z jest jednoznaczna (układy minimalno-fazowe).

W przypadku układu przedstawionego na rys. 4, w którym impedancja Z_{11} w gałęzi wzdłużnej składa się z równoległego połączenia reaktancji jX_{11} i rezystancji R_{11} , zależność między tłumiennością i przesuwnością określić można jak w [10] wzorem:

$$\cos 2b = \frac{1 - \operatorname{ch} a_m + 2 \operatorname{ch} (a_m - 2a)}{1 + \operatorname{ch} a_m} \quad (41)$$

gdzie:

a_m — wartość maksymalna tłumienności układu.

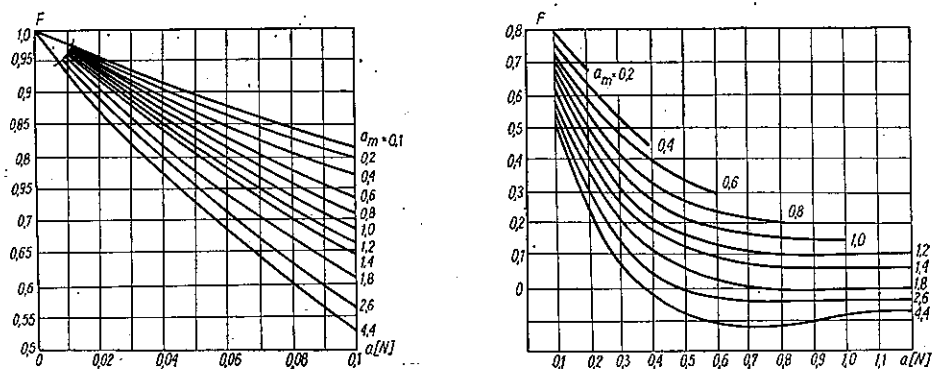
Wzór (41) umożliwia obliczenie czwórnika dopełniającego dla zadanej funkcji F . Uwzględniając bowiem wyrażenie (26), możemy napisać:

$$F = e^{-2a} \frac{1 - \operatorname{ch} a_m + 2 \operatorname{ch} (a_m - 2a)}{1 + \operatorname{ch} a_m} \quad (42)$$

skąd po przekształceniach

$$a = \frac{1}{2} \left[a_m - \ln \left(\operatorname{sh}^2 \frac{a_m}{2} + \sqrt{\operatorname{sh}^4 \frac{a_m}{2} + 2Fe^{a_m} \operatorname{ch}^2 \frac{a_m}{2} - 1} \right) \right] \quad (43)$$

Na podstawie wyrażenia (43) można już bezpośrednio wyznaczyć charakterystykę tłumienności czwórnika dopełniającego $a(f)$ dla danej charakterystyki $F(f)$, przy czym wartość a_m należy wybierać tak, aby otrzymać żadaną wartość F_{\min} (wynikającą z minimalnej wartości ΔA). Przy wyborze a_m pomocne są wykresy funkcji $F(a)$ dla różnych wartości a_m [13] przedstawione na rys. 5.



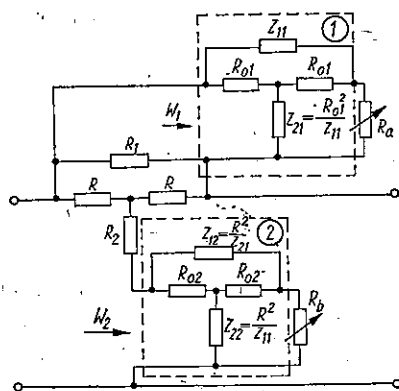
Rys. 5. Wykresy funkcji $F(a)$ dla różnych wartości a_m

Charakterystykę $F(f)$ można wyznaczyć, gdy dany jest przebieg $\Delta A(f)$ ze wzoru (28), który po prostym przekształceniu przyjmie postać:

$$F(f) = \frac{\Delta A(f)}{2k_{\max}} = \frac{\Delta A(f)}{2\text{th} \frac{A_0}{2}} \quad (44)$$

Mając wyznaczoną charakterystykę tłumienności czwórnika dopełniającego $\alpha(f)$ oraz impedancję falową R_{01} , można łatwo obliczyć jego elementy, korzystając z metod, jakie stosuje się przy obliczaniu konwencjonalnych korektorów tłumieniowych z dwójnikami przeciwstawnymi.

Pełny schemat korektora regulowanego z czwórnikami dopełniającymi w układzie T -z przedstawiony jest na rys. 6.



Rys. 6. Korektor regulowany z czwórnikami dopełniającymi w układzie T -z

Wartości elementów korektora: R_1 , R_2 , R_a i R_b oraz impedancje falowe czwórników dopełniających oblicza się według wzorów podanych w rozdz. 4.

Przykład obliczeń

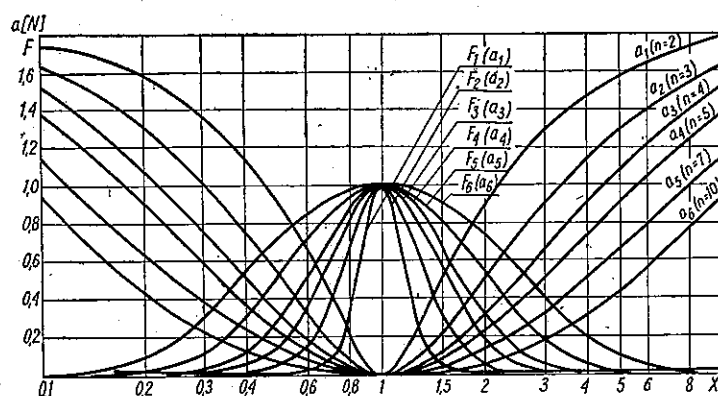
Obliczyć korektor krzywizny o regulowanej tłumienności w pasmie 60 kHz ÷ 4,3 MHz.

Dane:

- wartość średnia tłumienności korektora $A_0 = 0,48$ Np,
- maksymalne wahania tłumienności $\Delta A = \Delta A_{\max}$ powinny występować przy częstotliwościach $f_r = 0,5$ MHz,
- nominalna impedancja wejściowa (pierwotna i wtórna) $R = 75 \Omega$.

Korektor krzywizny można zrealizować stosując jako czwórniki dopełniające korektory tłumieniowe wykazujące minimum tłumienności (rys. 9).

Zakładając, że przy częstotliwościach skrajnych tłumienność jest stała, tj. $\Delta A = 0$ i $F_{\min} = 0$, przyjmujemy $a_m = 1,8$ Np (patrz rys. 5). Na rys. 7 podano rodzinę charakterystyk $a(x)$ oraz $F(x)$ dla $a_m = 1,8$ Np i dla różnych wartości parametru η , gdzie $\eta = \frac{f_a}{f_r}$, $x = \frac{f}{f_r}$, f_a – częstotliwość, przy której $a = \frac{a_m}{2}$.



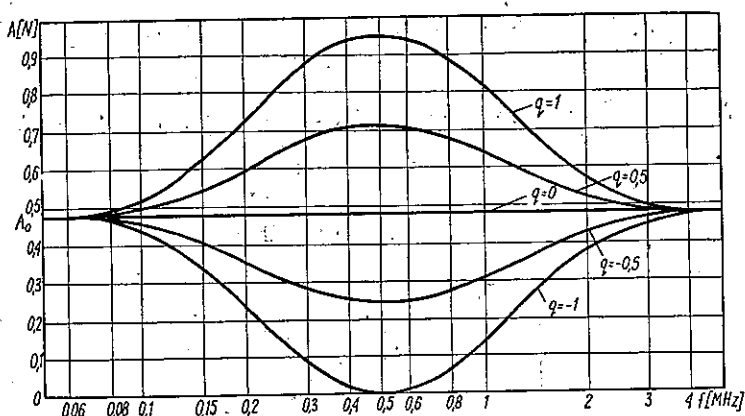
Rys. 7. Charakterystyki $a(f)$ i $F(f) = e^{-2a} \frac{1 - \text{ch} a_m + 2 \text{ch}(a_m - 2a)}{1 - \text{ch} a_m}$ dla $a_m = 1,8$ Np

Przyjmując, jako najbardziej odpowiadające warunkom naszego zadania, krzywe $a_6(x)$ i $F_6(x)$, dla których $\eta = 10$, wyznaczamy na podstawie wzoru (44) przebieg składowej zmiennej tłumienności korektora $\Delta A(f)$, a następnie obliczamy elementy czwórników dopełniających.

Wyniki obliczeń

Tablica 1

$f(\text{MHz})$ ($f_r = 0,5 \text{ MHz}$)	0,06	0,1	0,2	0,3	0,5	1,0	2,0	3,0	4,3
$x = \frac{f}{f_r}$	0,12	0,2	0,4	0,6	1	2	4	6	8,6
a (Np) ($\eta = 10$)	0,78	0,42	0,12	0,03	0	0,06	0,30	0,54	0,78
F	0	0,09	0,54	0,84	1	0,72	0,21	0,04	0
ΔA (Np) ($q = 1$)	0	0,04	0,25	0,40	0,47	0,34	0,10	0,016	0
ΔA (Np) ($q = 0,5$)	0	0,02	0,125	0,20	0,235	0,17	0,05	0,008	0



Ry8. s. Charakterystyka tłumienności korektora krzywizny z dopełniającym czwórnikiem w układzie T-z

$$R_{01} = 2R_{sh}A_0 = 75 \Omega, \quad R_{02} = \frac{R^2}{R_{01}} = 75 \Omega$$

$$R_1 = R_{01}e^{A_0} = 121,2 \Omega, \quad R_2 = \frac{R^2}{R_1} = 46,4 \Omega$$

$$R_a = R_{01} \frac{1+q}{1-q} = \begin{cases} \infty & \text{dla } q = 1 \\ 225 \Omega & \text{dla } q = 0,5 \end{cases}$$

$$R_b = \frac{R^2}{R_a} = \begin{cases} 0 & \text{dla } q = 1 \\ 25 \Omega & \text{dla } q = 0,5 \end{cases}$$

$$L_{11} = R_{01} \text{sh} \frac{a_m}{2} \cdot \frac{\eta}{\pi \cdot f_r (\eta^2 - 1)} = 4,95 \text{ mH}$$

$$C_{11} = \frac{1}{\omega_r^2 L_{11}} = 20,4 \text{ nF}$$

$$L_{12} = \left(\frac{R}{R_{01}} \right)^2 L_{11} = 4,95 \text{ mH}$$

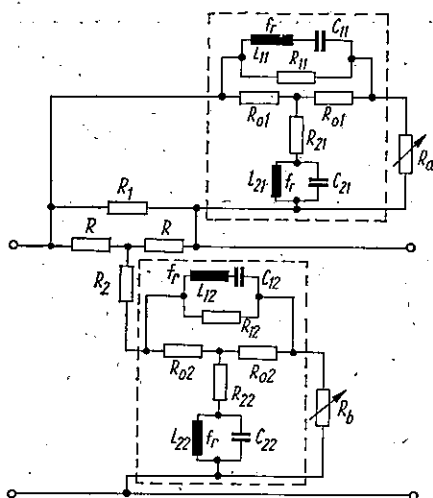
$$C_{12} = \left(\frac{R_{01}}{R} \right)^2 C_{11} = 20,4 \text{ nF}$$

$$L_{21} = C_{11} R_{01}^2 = 114,8 \text{ mH}, \quad C_{21} = \frac{L_{11}}{R_{01}^2} = 0,88 \text{ nF}$$

$$L_{22} = \left(\frac{R}{R_{01}} \right)^2 L_{21} = 14,8 \text{ mH}, \quad C_{22} = \left(\frac{R_{01}}{R} \right)^2 C_{21} = 0,78 \text{ nF}$$

$$R_{11} = R_{01}(e^{a_m} - 1) = 378,7 \, \Omega, \quad R_{12} = \left(\frac{R}{R_{01}}\right)^2 R_{11} = 378,7 \, \Omega$$

$$R_{21} = \frac{R_{01}}{e^{a_m} - 1} = 14,85 \, \Omega, \quad R_{22} = \left(\frac{R}{R_{01}}\right)^2 R_{21} = 14,85 \, \Omega$$



Rys. 9. Korektor krzywizny z czwórnikami dopełniającymi o strukturze T-z

6. REGULOWANE KOREKTORY KOSINUSOIDALNE Z DOPEŁNIAJĄCYMI CZWÓRNIKAMI WSZECHPRZEPUSTOWYMI

Interesujące i korzystne w praktyce właściwości posiada korektor typu *Bode'a*, w którym rolę czwórników dopełniających spełniają czwórniki wszechprzepustowe (przesuwniki fazowe) o stałej impedancji falowej [1, 2, 3, 6, 9]. Charakterystyka tłumienności takiego korektora ma, jak to dalej będzie wykazane, kosinusoidalny przebieg w funkcji częstotliwości, dzięki czemu jest on wykorzystywany do budowy tzw. korektorów harmonicznych zniekształceń przypadkowych.

Zastosowanie przesuwników fazowych jako czwórników dopełniających znacznie upraszcza obliczenia, a także uzyskuje się dzięki temu zmniejszenie ilości elementów (por. rys. 9 i 14). Nie można jednak wtedy uzyskać dowolnego kształtu krzywej korekcji za pomocą pojedynczego układu korekcyjnego.

Jeżeli bowiem przyjąć $a = 0$, wzór (28) na składową zmienną tłumienności korektora przyjmie postać:

$$\Delta A = A - A_0 \cong 2q \operatorname{th} \frac{A_0}{2} \cdot \cos 2b = k \cos 2b \quad (45)$$

Ponieważ parametr k nie zależy od parametrów czwórnika dopełniającego, to przebieg $\Delta A(f)$ jest określony jednoznacznie funkcją $\cos 2b$.

W przypadku, gdy $\cos 2b$ przyjmuje wartość równą jedności, tj. przy częstotliwościach, przy których

$$b = \pi \cdot m \quad (46)$$

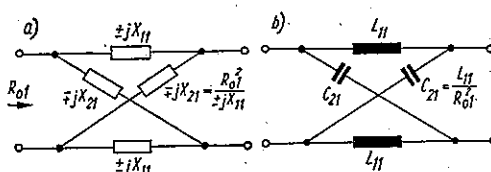
(gdzie $m = 0, 1, 2 \dots$)

składowa zmienna tłumienności korektora $\Delta A(f)$ przyjmie, dla danego k , wartość maksymalną. Przy czym dla $q = 1$

$$\Delta A_{\max} = 2 \operatorname{th} \frac{A_0}{2} \quad (47)$$

Dla określenia przebiegu składowej zmiennej tłumienności takiego korektora $\Delta A(f)$ wystarczy tylko znać punkty charakterystyczne, tj. częstotliwości, przy których przesuwność czwórników dopełniających przyjmie wartość określoną wzorem (46).

Przesuwniki fazowe, spełniające tu rolę czwórników dopełniających, są wykonywane w postaci układów mostkowych (krzyżowych) [9, 14], których ramiona wzdłużne i skośne są reaktancjami przeciwnymi (rys. 10a).



Rys. 10. Przesuwniki fazowe o strukturze mostkowej: a) schemat ogólny, b) przesuwnik pierwszego rzędu

Tamowność falową takiego czwórnika można określić wzorem:

$$\operatorname{th} \frac{g}{2} = j \operatorname{tg} \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{\pm j X_{11}}{\pm j X_{21}}} = j \frac{X_{11}}{R_{01}} = j \frac{R_{01}}{X_{21}} \quad (48)$$

skąd

$$\operatorname{tg} \frac{b}{2} = \frac{X_{11}}{R_{01}} = \frac{R_{01}}{X_{21}} \quad (49)$$

Dla przesuwnika fazowego pierwszego rzędu, którego reaktancje zawierają tylko jeden element (rys. 10b)

$$\operatorname{tg} \frac{b}{2} = \frac{\omega L_{11}}{R_{01}} = \frac{\omega}{\omega_r} \quad (50)$$

gdzie:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{11}C_{21}}} = \frac{R_{01}}{L_{11}} = \frac{1}{R_{01} \cdot C_{21}} \quad (51)$$

Przyjmując $\omega = \omega_r$, otrzymamy:

$$b = \frac{\pi}{2} \quad (52)$$

i

$$\Delta A = -2q \operatorname{th} \frac{A_0}{2} = \Delta A_{\max} \quad (53)$$

A zatem przy częstotliwości $f = f_r$ następuje maksymalny przyrost tłumienności korektora dla danego q .

Biorąc pod uwagę zależności (29) i (49), łatwo można stwierdzić, że dla częstotliwości osiowych korektora z przesuwnikami fazowymi zachodzi równość:

$$\operatorname{tg} \frac{\pi}{8} (2n-1) = \frac{X_{11}(\omega_{0n})}{R_{01}} = \varphi(\omega_{0n}) \quad (54)$$

(gdzie $n = 1, 2, 3 \dots$).

Stąd dla pierwszej i drugiej częstotliwości osiowej otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} \varphi(\omega_{01}) &= \operatorname{tg} \frac{\pi}{8} = 0,4142 \\ \varphi(\omega_{02}) &= \operatorname{tg} \frac{3\pi}{8} = 2,414 \end{aligned} \right\} \quad (55)$$

W przypadku więc korektora z przesuwnikami fazowymi pierwszego rzędu uwzględniając wzór (50), otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{01} \frac{L_{11}}{R_{01}} &= \operatorname{tg} \frac{\pi}{8} = 0,4142, \\ \omega_{02} \frac{L_{11}}{R_{01}} &= \operatorname{tg} \frac{3\pi}{8} = 2,414 \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

skąd

$$\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} = \frac{2,414}{0,4142} = 5,83 \quad (57)$$

$$\omega_{01} \cdot \omega_{02} = \omega_r^2 \quad (58)$$

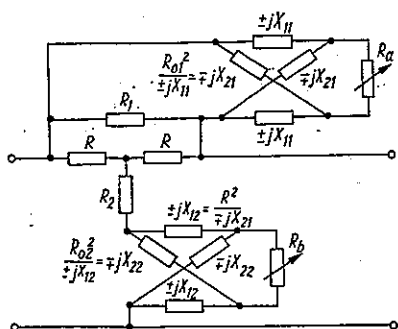
oraz

$$\operatorname{tg} \frac{b}{2} = \frac{\omega}{\omega_r} = 2,414 \frac{\omega}{\omega_{02}} = 0,4142 \frac{\omega}{\omega_{01}} \quad (59)$$

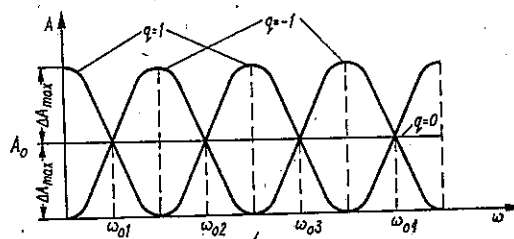
Zakładając zatem częstotliwości osiowe f_0 (dla których $\Delta A = 0$) lub częstotliwości f_r , przy których występują maksymalne wahania tłumienności korektora ($\Delta A = \Delta A_{max}$), można łatwo obliczyć przesuwники fazowe. Należy przy tym pamiętać, że dla każdego rodzaju przesuwника fazowego, jak widać z równań (55) i (57), istnieje ścisła zależność między poszczególnymi częstotliwościami osiowymi i nie można ich, przy projektowaniu, wybierać zupełnie dowolnie.

Tłumienność korektora z przesuwnikami fazowymi można obliczyć według wzoru przybliżonego (45) lub ścisłego (31), z uwzględnieniem zależności (49) lub (59) — w przypadku przesuwników pierwszego rzędu.

Przesuwnik fazowy n -tego rzędu można otrzymać przez utworzenie pojedynczego układu mostkowego zawierającego reaktancje n -tego rzędu (zawierające po n elementów L , C), bądź przez połączenie łańcuchowe n układów mostkowych pierwszego rzędu [14].



Rys. 11. Korektor regulowany z przesuwnikami fazowymi



Rys. 12. Typowe charakterystyki tłumienności korektora z przesuwnikami fazowymi

Schemat korektora regulowanego z dualnymi przesuwnikami fazowymi jest przedstawiony na rys. 11, a typowy przebieg jego charakterystyki tłumienności, dla skrajnych wartości parametru q , pokazano na rys. 12.

Przykład obliczeń

Obliczyć korektor krzywizny o regulowanej tłumienności w paśmie $60 \text{ kHz} \div 4,3 \text{ MHz}$. Dane jak w przykładzie do rozdziału 5.

Jako czwórniki dopełniające przyjmujemy przeciwstawne przesuwники fazowe pierwszego rzędu, dające dwie częstotliwości osiowe f_{01} i f_{02} oraz jedną częstotliwość $f_r = \sqrt{f_{01} \cdot f_{02}}$, przy której występują maksymalne wahania tłumienności. Mając daną częstotliwość $f_r = 0,5 \text{ MHz}$, określamy na podstawie równań (57) i (58) częstotliwości osiowe oraz na podstawie zależności (59) — przebieg przesuwności $b(f)$ czwórnika dopełniającego. Następnie wyznaczamy składową zmienną tłumienności ΔA_{max} oraz elementy ko-

rektora i przesuwników fazowych. Schemat korektora z przesuwnikami pierwszego rzędu jest podany na rys. 14.

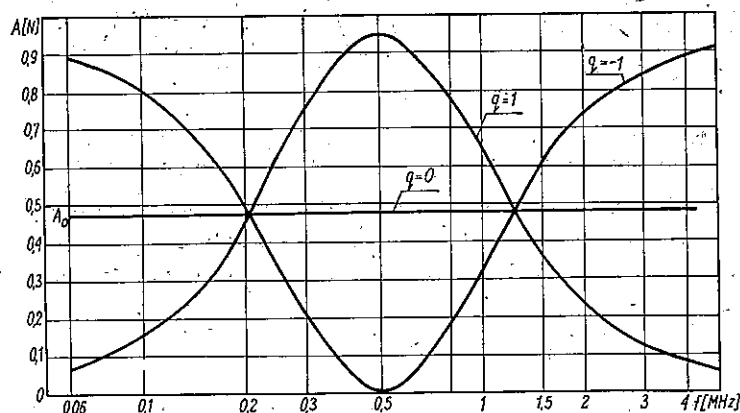
Wyniki obliczeń

$$\begin{aligned} f_r &= 0,5 \text{ MHz}, \\ f_{01} &= 0,207 \text{ MHz}, \\ f_{02} &= 1,207 \text{ MHz}. \end{aligned}$$

Tablica 2

$f(\text{MHz})$	0,06	0,1	0,207	0,3	0,5	0,7	1,0	1,207	2,0	3,0	4,3
$x = \frac{f}{f_r} = \text{tg} \frac{b}{2}$	0,12	0,2	0,414	0,6	1,0	1,4	2,0	2,414	4,0	6,0	8,6
$2b$	$27^\circ 22'$	$45^\circ 14'$	90°	$123^\circ 44'$	180°	$217^\circ 50'$	$253^\circ 44'$	270°	$303^\circ 51'$	$322^\circ 0,9'$	$303^\circ 22'$
$\cos 2b$	0,887	0,703	0	-0,556	-1	-0,797	-0,279	0	0,557	0,789	0,894
$A_{\max}(\text{Np})$ ($q = 1$)	0,417	0,331	0	-0,262	-0,471	-0,375	-0,131	0	0,262	0,371	0,421

Charakterystyki tłumienności korektora są podane na rys. 13.



Rys. 13. Charakterystyki tłumienności korektora regulowanego z przesuwnikami fazowymi pierwszego rzędu

$$R_{01} = 2R \operatorname{sh} A_0 = 75 \, \Omega,$$

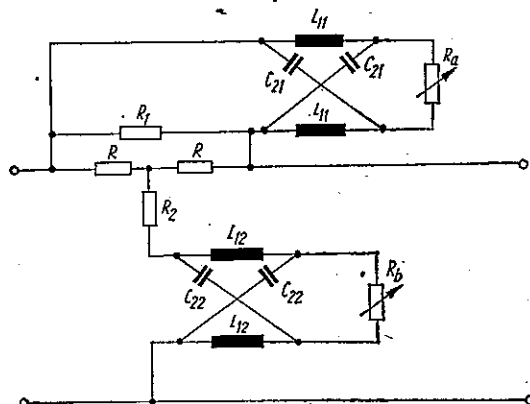
$$R_{02} = \frac{R}{2\operatorname{sh} A_0} = 75 \, \Omega,$$

$$R_1 = R_{01} e^{A_0} = 121,2 \, \Omega,$$

$$R_2 = \frac{R^2}{R_1} = 46,4 \, \Omega.$$

$$L_{11} = 0,4142 \frac{R_{01}}{\omega_{01}} = 23,9 \text{ mH}, \quad C_{21} = \frac{L_{11}}{R_{01}^2} = 4,29 \text{ nF},$$

$$L_{12} = \left(\frac{R}{R_{01}} \right)^2 L_{11} = 23,9 \text{ mH}, \quad C_{22} = \frac{L_{12}}{R_{02}^2} = 4,24 \text{ nF}.$$

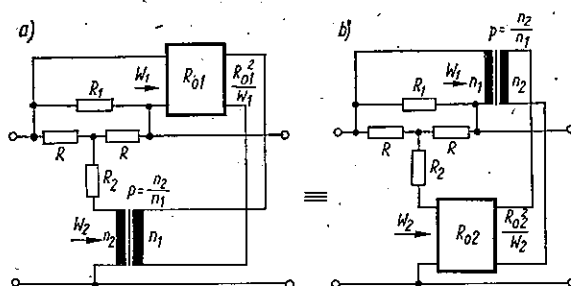


Rys. 14. Korektor krzywizny z przesuwnikami fazowymi pierwszego rzędu

7. KOREKTORY REGULOWANE Z DOPEŁNIAJĄCYMI CZWÓRNIKAMI WSZECHZAPOROWYMI

7.1. Ogólna analiza korektorów z czwórnikami wszechzaporowymi

Impedancje W_1 i W_2 w korektorze o regulowanej tłumienności można realizować również jak to wykazał *Oswald* [5, 6, 11] za pomocą tylko jednego czwórnika dopełniającego, przez włączenie go jedną parą zacisków do gałęzi wzdłużnej, a drugą — do gałęzi poprzecznej (rys. 15).



Rys. 15. Sposoby włączenia dopełniających czwórników wszechzaporowych w układ korektora

Ze względu na konieczność zachowania przeciwstawności gałęzi wzdłużnej i poprzecznej korektora taki czwórnik dopełniający powinien być antymetryczny i wszechzaporowy — tłumienność jego powinna być duża w całym zakresie częstotliwości, aby nie następowało wzajemne oddziaływanie na siebie impedancji gałęzi wzdłużnej i poprzecznej.

Uwzględniając oznaczenia z rys. 15, powinny być spełnione następujące zależności:

$$W_1 \cdot W_2 = R_{01} \cdot R_{02} = R^2 \quad (60)$$

przy czym dla układu według rys. 15a)

$$\frac{W_2}{p^2} = \frac{R_{01}^2}{W_1} \quad (61)$$

a dla układu wg rys. 15b)

$$p^2 W_1 = \frac{R_{02}^2}{W_2}, \quad (62)$$

skąd

$$p = \frac{R}{R_{01}} = \frac{R_{02}}{R} = \sqrt{\frac{R_{02}}{R_{01}}}, \quad (63)$$

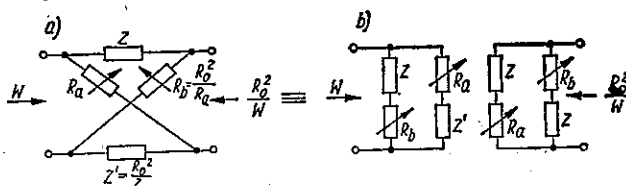
gdzie:

$p = \frac{n_2}{n_1}$ — przekładnia napięciowa transformatora,

R_{01} — nominalna impedancja falowa czwornika dopełniającego włączonego w układ korektora wg rys. 15a),

R_{02} — nominalna impedancja falowa czwornika dopełniającego włączonego w układ korektora wg rys. 15b),

n_1 i n_2 — liczby zwojów uzwojeń transformatora.



Rys. 16. Czwórnik wszechzaporowy w układzie mostkowym (a) oraz równoważny mu układ dwójników (b)

Powyższe warunki spełnia układ mostkowy (krzyżowy — według rys. 16a), składający się z dwóch impedancji przeciwstawnych Z i $Z' = \frac{R_o^2}{Z}$ (umieszczonych w ramionach wzdłużnych) oraz z dwóch rezystancji przeciw-

stawnych R_a i $R_b = \frac{R_0^2}{R_a}$ (umieszczonych w gałęziach skośnych). Ponieważ układ ten jest zrównoważony dla wszystkich częstotliwości, można go przedstawić w postaci dwóch, niepołączonych ze sobą dwójników jak na rys. 16b).

Przy czym:

$R_0 = R_{01}$ i $W = W_1$ — przy włączeniu czwórnika wszechzaporowego w układ korektora wg rys. 15a),

lub

$R_0 = R_{02}$ i $W = W_2$ — przy włączeniu czwórnika wszechzaporowego w układ korektora wg rys. 15b).

Rezystancje R_a i R_b służą, podobnie jak w układzie wg rys. 2, do regulacji tłumienności korektora.

W przypadku zatem włączenia czwórnika wszechzaporowego w układ korektora wg rys. 15a) możemy napisać:

$$q = \frac{R_a - R_{01}}{R_a + R_{01}} \quad (64)$$

$$W_1 = \frac{R_a \cdot Z + R_{01}^2}{R_a + Z} \quad (65)$$

stąd po przekształceniu otrzymamy:

$$\frac{W_1}{R_{01}} = w_1 = \frac{1 + q \frac{Z - R_{01}}{Z + R_{01}}}{1 - q \frac{Z - R_{01}}{Z + R_{01}}} \quad (66)$$

Jeżeli wprowadzić oznaczenie:

$$\frac{Z - R_{01}}{Z + R_{01}} = e^{-g_n} \quad (67)$$

to wzór na zredukowaną oporność wejściową dopełniającego czwórnika wszechzaporowego przyjmie postać:

$$w_1 = \frac{1 + qe^{-g_n}}{1 - qe^{-g_n}} \quad (68)$$

Gdyby następnie wstawić do wyrażenia (68) zamiast g_n — wielkość $2g$, to otrzymalibyśmy na wielkość w_1 wzór identyczny z wyrażeniem (9). Wobec tego obowiązują tu również zasadnicze zależności wyrażone równaniami (24), (25) i (28), przy założeniu, że wielkość g_n występująca we wzorze (68) odpowiada wielkości $2g$, występującej w wyrażeniu (9). Parametr $g_n = a_n + jb_n$

nie oznacza tu jednak tamowności falowej czwórnika dopełniającego, lecz jest po prostu wielkością związaną z impedancją Z zależnością:

$$\operatorname{cth} \frac{g_n}{2} = \frac{Z}{R_0} = z \quad (69)$$

Wzory na tłumienność korektora (24) i (28) przyjmą tu więc postać:

$$\operatorname{th}(A - A_0) = \operatorname{th} \Delta A = \frac{2ke^{-a_n} \cos b_n}{1 + k^2 e^{-2a_n}} \quad (70)$$

$$A - A_0 = \Delta A \cong 2ke^{-a_n} \cos b_n = 2q \operatorname{th} \frac{A_0}{2} e^{-a_n} \cos b_n \quad (71)$$

Nie jest trudno zauważyć, że w przypadku gdy $q = 0$, to $W = R_0$ i korektor z czwórnikiem wszechzaporowym zachowuje się jak tłumik w układzie T -z, natomiast przy skrajnych wartościach parametru q można go rozpatrywać (obliczać), jak klasyczne korektory w układzie T -z z dwójnikami przeciwnymi. Przy czym, gdy $q = +1$, to $W_1 = Z$, a gdy $q = -1$, to

$$W_1 = \frac{R_{01}^2}{Z} = Z'$$

Zmianę znaku przy parametrze q ($z + q$ na $-q$) można uzyskać tu przez zamianę miejscami R_a i R_b lub przez przestawienie par zacisków czwórnika wszechzaporowego, co powoduje zmniejszenie liczby tych oporników do połowy w stosunku do liczby wymaganej przy korektorze z przesuwnikami fazowymi.

Impedancje Z i Z' czwórnika wszechzaporowego można realizować, ogólnie rzecz biorąc, za pomocą dwójników lub czwórników. W praktyce, impedancje te realizuje się za pomocą dwójników L , C (korektory kosinusoidalne), dwójników R , L , C (korektory regulowane o zadanym przebiegu charakterystyki) lub za pomocą klasycznych filtrów L , C , obciążonych z drugiej strony rezystancjami R_0 (korektory pasmowe — zwane też lokalnymi).

Korektory z dopełniającymi czwórnikami wszechzaporowymi posiadają wiele zalet. W szczególności na podkreślenie zasługuje znacznie mniejsza liczba elementów w porównaniu z korektorami poprzednio omówionymi: dwukrotne zmniejszenie liczby elementów reaktancyjnych w porównaniu do korektorów z czwórnikami wszechprzepustowymi przy założeniu podobnych krzywych korekcji (por. rys. 14 i 19). Korektor ten wymaga jednak zastosowania dodatkowo transformatora, który jest źródłem dodatkowych zniekształceń.

7.2. Korektory kosinusoidalne z dopełniającymi czwórnikami wszechzaporowymi

W przypadku gdy impedancje Z i Z' w czwórniku wszechzaporowym (rys. 16) zrealizujemy za pomocą dwójników reaktywnych, to korektor z takim czwórnikiem dopełniającym będzie posiadał charakterystykę tłumienności o przebiegu kosinusoidalnym (w funkcji częstotliwości), podobnie jak korektor z przesuwnikami fazowymi.

Jeżeli bowiem założyć, że $g_n = jb_n(a_n = 0)$, to zależności (69), (70) i (71) przyjmą postać:

$$z = \frac{Z}{R_0} = \operatorname{cth} j \frac{b_n}{2} = -j \operatorname{ctg} \frac{b_n}{2} = -\frac{jX}{R_0} = -jx \quad (72)$$

$$\operatorname{th}(A - A_0) = \operatorname{th} \Delta A = \frac{2k}{1 - k^2} \cos b_n = \frac{2k}{1 - k^2} \cdot \frac{x^2 - 1}{x^2 + 1} \quad (73)$$

$$A - A_0 = \Delta A \cong 2k \cos b_n = 2k \cdot \frac{x^2 - 1}{x^2 + 1}, \quad (74)$$

gdzie: $k = q \cdot \operatorname{th} A_0/2$.

Tłumienność korektora będzie równa A_0 niezależnie od częstotliwości przy $q = 0$ oraz przy częstotliwościach osiowych niezależnie od wartości q , tj. gdy:

$$b_n = \frac{\pi}{2}(2n - 1) \quad (75)$$

a

$$Z = -j \frac{X(\omega_{0n})}{R_0} = -j \operatorname{ctg} \frac{\pi}{4}(2n - 1) = \mp j \quad (76)$$

gdzie $n = 1, 2, 3 \dots$

Maksymalny przyrost tłumienności ($\cos b_n = \pm 1$) wystąpi przy częstotliwościach, dla których:

$$b_n = \pi \cdot m \quad (77)$$

a

$$z = -j \frac{X(\omega_m)}{R_0} = -j \operatorname{ctg} \frac{\pi}{2} \cdot m \quad (78)$$

tgdzie $m = 0, 1, 2 \dots$

(j. przy częstotliwościach, przy których występują bieguny lub zera reaktancji $-jX$).

Zakładając częstotliwości osiowe, można więc na podstawie wzorów (76) i (78) wyliczyć elementy wszechzaporowego czwórnika dopełniającego. Przy czym, ilość i wartość częstotliwości osiowych można tu, w przeciwie-

stwie do korektorów z przesuwnikami fazowymi, obierać dowolnie. Reaktancja $-jX$ jest całkowicie określona przez ilość i położenie częstotliwości osiowych. Dla prostych dwójników reaktywnych wzory do obliczania reaktancji jX podane są w tablicy 3.

Tablica 3*)

Ilość częstotliwości osiowych	Wzór na $z(f)$ $z = -j \frac{X}{R_0} = -j \operatorname{ctg} \frac{b_n}{2} = -jx$	Schematy dwójników o reaktancji X
1 (f_{01})	$z = -j \frac{f_{01}}{f}$	
2 (f_{01}, f_{02})	$z = -j \frac{f_{01}f_{02} - f^2}{f(f_{02} - f_{01})}$	
3 (f_{01}, f_{02}, f_{03})	$z = -j \frac{(f_{01} - f_{02} + f_{03}) \left[\frac{f_{01}f_{02}f_{03}}{f_{01} - f_{02} + f_{03}} - f^2 \right]}{f[f_{02}(f_{01} + f_{03}) - f_{01}f_{03} - f^2]}$	
4 ($f_{01}, f_{02}, f_{03}, f_{04}$)	$z = -j \frac{f^4 - Cf^2 + f_{01}f_{02}f_{03}f_{04}}{f(f_{04} + f_{02} - f_{01} - f_{03})[D - f^2]}$	

$$C = f_{01}f_{02} + f_{02}f_{03} + f_{03}f_{04} + f_{04}f_{01} - f_{01}f_{03} - f_{02}f_{04}$$

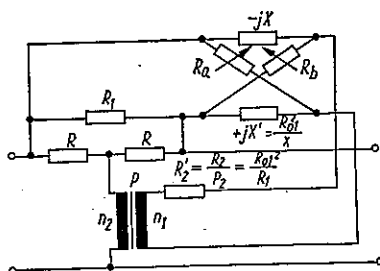
$$D = \frac{f_{02}f_{04}(f_{01} + f_{03}) - f_{01}f_{03}(f_{02} + f_{04})}{f_{04} + f_{02} - f_{01} - f_{03}}$$

W pewnych przypadkach przy obliczaniu czwórnika dopełniającego wygodniej jest założyć częstotliwości, przy których występują maksima i minima tłumienności. Reaktancję $-jX$ można wtedy określić na podstawie rozmieszczenia jej biegunów i zer ze wzoru (78).

Tłumienność korektora kosinusoidalnego z czwórnikiem wszechzaporowym (rys. 17) można wyznaczyć ze wzoru przybliżonego (74) lub na podstawie wzoru ścisłego (73).

Należy stwierdzić, że aczkolwiek zasadnicze przebiegi charakterystyk tłumienności i przesuwności korektora wg rys. 17 i korektora z przesuwnikami fazowymi (rys. 11) są podobne, to jednak kształt przebiegów odcinków krzywych, zawartych między poszczególnymi częstotliwościami charakterystycznymi, jest nieco inny. Wynika to stąd, że wielkości g_n we wzorze (68) i g we wzorze (9) reprezentują inne własności fizyczne układu, a więc wyrażają się innymi funkcjami częstotliwości.

*) Wzory podane w tablicy 3 są zaczerpnięte z publikacji [6].



Rys. 17. Korektor kosinusoidalny z dopełniającym czwórnikiem wszechzaporowym

Przykład obliczeń

Obliczyć korektor krzywizny o regulowanej tłumienności w pasmie 60 kHz — 4,3 MHz. Dane jak w przykładzie do rozdz. 5.

Wybieramy dwie częstotliwości osiowe $f_{01} = 0,125$ MHz i $f_{02} = 2$ MHz, położone symetrycznie względem częstotliwości $f_r = \sqrt{f_{01}f_{02}}$, przy której występuje ΔA_{max} . Na podstawie tablicy 3 określamy reaktancje jX (szeregowy obwód rezonansowy) oraz przesuwność $b_n(f)$ ze wzoru:

$$z = -j \frac{X}{R_0} = -j \operatorname{ctg} \frac{b_n}{2} = -j \frac{f_{01}f_{02} - f^2}{(f_{02} - f_{01})f} = \frac{-j(0,25 - f^2)}{1,875 f}$$

Ponieważ czwórnik wszechzaporowy został włączony bezpośrednio do wzdłużnej gałęzi korektora (rys. 19), przyjmujemy $R_0 = R_{01}$. Rezystancje R_1 , R_2 , R_{01} i R_a obliczamy jak w rozdz. 4. Składową zmienną tłumienności korektora $\Delta A(f)$ określamy na podstawie wzoru (74).

Wyniki obliczeń

Tablica 4

f (MHz)	0,06	0,1	0,2	0,3	0,5	0,7	1,0	1,5	2,0	3,0	4,0
$\operatorname{ctg} \frac{b_n}{2}$	2,19	1,27	0,56	0,284	0	-0,184	-0,40	-0,69	-1,0	-1,56	-2,1
b_n	49°	76° 26'	120°	148° 20'	180°	200° 54'	224°	249° 36'	270°	294° 36'	312°
$\cos b_n$	0,655	0,234	-0,51	-0,85	-1	-0,93	-0,72	-0,36	0	0,42	0,66
$A_{max(NP)}$ ($q = 1$)	0,31	0,12	-0,24	-0,40	-0,471	-0,44	-0,34	-0,17	0	0,2	0,31

Charakterystykę tłumienności korektora sporządzoną na podstawie pomiarów podano na rys. 18.

$$R_0 = R_{01} = 2R \operatorname{sh} A_0 = 75 \Omega,$$

$$p = \frac{n_2}{n_1} = \frac{R}{R_{01}} = \frac{1}{2 \operatorname{sh} A_0} = 1$$

$$R_1 = R_{01} e^{A_0} = 121,2 \, \Omega$$

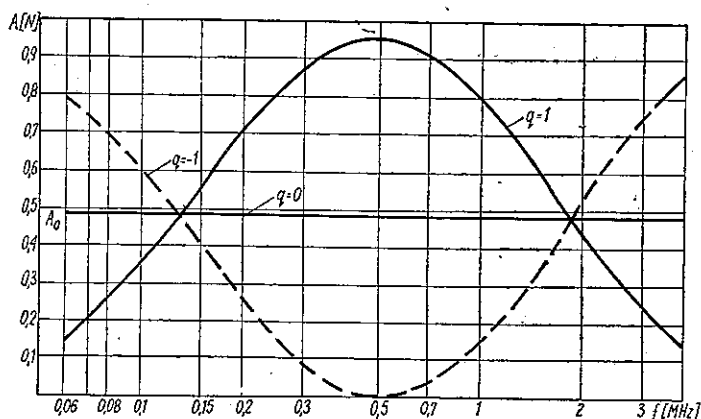
$$R'_2 = \frac{R_2}{p^2} = \frac{R_{01}^2}{R_1} = 46,41 \, \Omega$$

$$R_a = R_{01} \frac{1+q}{1-q}, \quad R_b = \frac{R_{01}^2}{R_a}$$

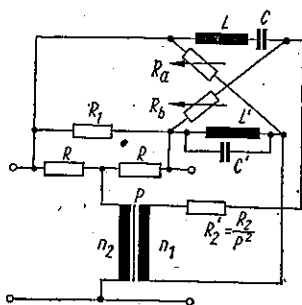
$$\text{dla } q = 1, \quad R_a = \infty, \quad R_b = 0$$

$$L = \frac{R_{01}}{\omega_{02} - \omega_{01}} = 6,35 \, \mu\text{H}, \quad L' = R_{01}^2 \cdot C = 89,5 \, \mu\text{H}$$

$$C = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{R_{01} \cdot \omega_r^2} = 15,880 \, \text{nF}, \quad C' = \frac{L}{R_{01}^2} = 1,130 \, \text{nF}$$



Rys. 18. Charakterystyki tłumienności korektora krzywizny z dopełniającym czwórnikiem wszechzaporowym



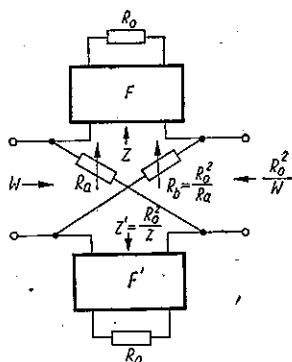
Rys. 19. Korektor krzywizny z czwórnikiem wszechzaporowym

7.3. Korektory z dopełniającymi czwórnikami wszechzaporowymi o działaniu jedynie w części pasma przesyłowego

7.3.1. Korektor pasmowy pojedynczy*)

W pewnych przypadkach jest pożądane, aby korektor umożliwiał regulację tłumienności tylko w wybranym, ściśle określonym pasmie, oraz aby dla pozostałych częstotliwości pasma przesyłowego zachował tłumienność stałą.

Taką regulację tłumienności można uzyskać za pomocą korektora z dopełniającym czwórnikiem wszechzaporowym, w którym impedancje Z i $Z' = \frac{R_0^2}{Z}$ utworzone są przez impedancje wejściowe dwóch pomocniczych filtrów przeciwstawnych F i F' , zamkniętych z drugiej strony rezystancjami R_0 [6,11], jak na rys. 20.



Rys. 20. Dopełniający czwórnik wszechzaporowy z filtrami pomocniczymi

W przypadku tym parametr $g_n = a_n + jb_n$ określony wzorem (67) oznacza tamowność niedopasowania rezystancji R_0 (stanowiącej obciążenie filtru) do impedancji wejściowej filtru. Występujące zatem we wzorze (70) i (71) wielkości a_n i b_n oznaczają odpowiednio tłumienność i przesuwność niedopasowania.

W pasmie przepustowym filtrów pomocniczych F i F' , gdzie $Z = R_{01}$, tłumienność niedopasowania a_n jest duża, a tłumienność korektora, jak wynika ze wzorów (70) i (71), jest praktycznie stała i równa A_0 .

W pasmie zaporowym natomiast, przy częstotliwościach dostatecznie oddalonych od częstotliwości granicznych, impedancje wejściowe filtrów pomocniczych są praktycznie równe ich impedancjom falowym i mają charakter urojony ($Z = \pm jX_f$), co oznacza, że tłumienność niedopasowania $a_n \cong 0$ (patrz rozdz. 7.2).

*) Korektory te określane są w literaturze przeważnie mianem korektorów lokalnych — nazwa ta pochodzi od ich lokalnego działania w pasmie częstotliwości.

Składową zmienną tłumienności korektora dla $a_n \cong 0$ możemy zatem w przybliżeniu wyrazić podobnie jak w rozdz. 7.2 za pomocą wzorów:

$$\operatorname{th} \Delta A \cong \frac{2k}{1-k^2} \cos b_n = \frac{2k}{1-k^2} \frac{x_f^2 - 1}{x_f^2 + 1} \quad (79)$$

a dla małych k

$$\Delta A \cong 2k \cos b_n = 2k \frac{x_f^2 - 1}{x_f^2 + 1} \quad (80)$$

gdzie:

$$x_f = \frac{X_f}{R_0} - \text{zredukowana wartość składowej urojonej impedancji}$$

falowej filtru pomocniczego w pasmie zaporowym.

Maksymalne zmiany tłumienności falowej korektora $\operatorname{th} \Delta A_{\max} = \frac{2k}{1-k^2}$ nastąpią przy częstotliwościach, dla których spełnione są równania (77) i (78), tj. przy częstotliwościach, przy których występują bieguny lub zera wielkości x_f filtrów pomocniczych. Podobnie również jak w rozdz. 7.2. dla b_n i $z = x_f$, spełniających równania (75) i (76), istnieją częstotliwości osiowe, tj. $\Delta A = 0$.

W pasmie przejściowym, tj. w bezpośrednim sąsiedztwie częstotliwości granicznych, gdzie impedancje wejściowe filtrów pomocniczych znacznie różnią się od ich impedancji falowych, zachowanie się tłumienności korektora można zbadać badając przebieg impedancji wejściowej tych filtrów w funkcji częstotliwości.

Obliczanie korektora pasmowego sprowadza się do określenia dwóch pomocniczych filtrów przeciwstawnych o zadanych impedancjach falowych i zadanym pasmie zaporowym, które jest w przybliżeniu pasmem roboczym korektora.

Aby ograniczyć działanie korektora do wąskiego pasma częstotliwości, należy stosować filtry pomocnicze pasmowo-zaporowe, przy czym jeśli będą to filtry typu stałej K , charakterystyka tłumienności korektora będzie posiadała tylko jedno ekstremum i dwie częstotliwości osiowe. Wynika to z przebiegu charakterystyki impedancji falowej tych filtrów w pasmie zaporowym.

Jeśli bowiem impedancję Z w czwórniku wszechzaporowym tworzy impedancja wejściowa klasycznego filtru pasmowo-zaporowego typu stałej K , to impedancję tę w pasmie zaporowym filtru możemy, jak w [8], wyrazić (w odniesieniu do R_0) wzorem:

$$z = \mp j x_f = \mp j \frac{X_{nk}}{R_0} = \mp j \frac{R_{n\pi}}{R_0} \cdot \frac{y}{\sqrt{1-y^2}} \quad (81)$$

(w przypadku, gdy impedancja falowa filtru jest typu $Z_{\pi k}$)

lub

$$z = \pm jx_f = \pm j \frac{X_{Tk}}{R_0} = \pm \frac{R_{nT}}{R_0} \cdot \frac{\sqrt{1-y^2}}{y'} \quad (82)$$

(w przypadku, gdy impedancja falowa filtru jest typu Z_{Tk})
przy czym

$$-1 < y < 1,$$

gdzie:

$$y = \frac{f^2 - f_r^2}{f(f_{g2} - f_{g1})} \quad (83)$$

$$f_r^2 = f_{g1} \cdot f_{g2} = f_{01} \cdot f_{02} \quad (84)$$

f_{g1} i f_{g2} — częstotliwości graniczne filtru,

f_{01} i f_{02} — częstotliwości osiowe korektora,

$R_{n\pi}$ — nominalna wartość impedancji falowej filtru pomocniczego, posiadającego od strony włączenia go w układ korektora impedancję falową typu Z_{π} ,

R_{nT} — nominalna wartość impedancji falowej filtru pomocniczego posiadającego od strony włączenia go w układ korektora impedancję falową typu Z_T .

Wprowadzając oznaczenie:

$$r_n = \frac{R_{n\pi}}{R_0} = \frac{R_0}{R_{nT}} \quad (85)$$

oraz uwzględniając zależności (81), (82) wzór na składową zmienną tłumienności korektora w pasmie zaporowym filtrów pomocniczych, możemy ostatecznie przedstawić w postaci:

$$\text{th } \Delta A \cong \pm \frac{2k}{1-k^2} \frac{y^2(r_n^2+1)-1}{y^2(r_n^2-1)+1} \quad (86)$$

a dla małych wartości k

$$\Delta A \cong \pm 2k \frac{y^2(r_n^2+1)-1}{y^2(r_n^2-1)+1} \quad (87)$$

przy czym dla $x_f = \frac{X_{\pi K}}{R_0}$, przed wyrażeniami (86) i (87) będzie znak „+”,

natomiast dla $x_f = \frac{X_{Tk}}{R_0}$ — znak „-”.

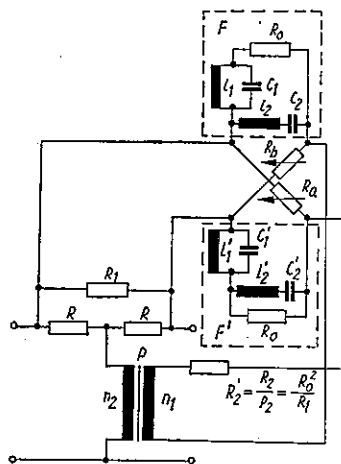
W przypadku dopasowania rezystancji obciążających filtry do nominalnych impedancji falowych tych filtrów, tj. gdy $r_n = 1$, częstotliwości osiowe leżą w pasmie zaporowym i spełniona jest wówczas równość:

$$\frac{f_{02} - f_{01}}{f_{g2} - f_{g1}} \cong \frac{1}{\sqrt{r_n^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (88)$$

Przy takim założeniu uzyskuje się znaczne uproszczenie wzorów na tłumienność korektora, występuje wtedy jednak w pasmie przejściowym filtrów pomocniczych dość znaczne i niekorzystne na ogół zafalowanie (przegięcie) charakterystyki tłumienności korektora. To zafalowanie charakterystyki zanika w miarę zmniejszania wartości r_n (patrz rys. 24).

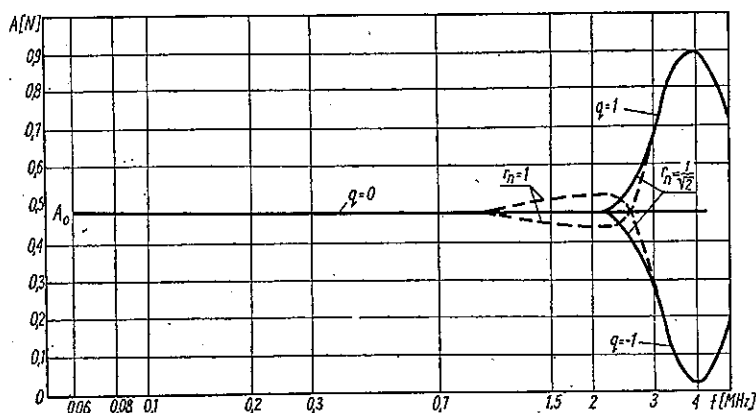
Najbardziej korzystny przebieg charakterystyki tłumienności (bez zafalowania w pasmie przejściowym filtrów pomocniczych) uzyskuje się dla $r_n \cong \frac{1}{\sqrt{2}}$. Wówczas przejście z krzywizny w charakterystykę płaską jest łagodne (granica przejścia jest „rozmyta”) i pasmo działania korektora pokrywa się praktycznie z pasmem zaporowym filtrów pomocniczych.

Zakładając więc pasmo działania korektora ($f_{02} - f_{01}$), a tym samym i pasmo zaporowe filtrów pomocniczych, oraz przyjmując wartość parametru r_n , a stąd też wartości R_{nT} i R_{nz} przy danym R_0 (patrz wzór 85), można już łatwo, stosując elementarne metody, obliczyć elementy filtrów pomocniczych.



Rys. 21. Korektor pasmowy pojedynczy z pomocniczymi filtrami pasmowo-zaporowymi typu stałej K

W praktyce najbardziej przydatne — w zastosowaniu jako filtry pomocnicze w korektorach pasmowych — są podstawowe półogniwa filtrów pasmowo-zaporowych typu stałej K . Schemat korektora pasmowego z takimi filtrami pomocniczymi jest pokazany na rys. 21.



Rys. 22. Charakterystyki tłumienności korektora pasmowego pojedynczego dla $r_n=1$

$$\text{ i } r_n = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Niżej podano wzory do obliczania elementów takich filtrów pomocniczych (korektor wg rys. 21).

$$L_1 = \frac{R_0 \cdot r_n (f_{g2} - f_{g1})}{2\pi \cdot f_r^2} \quad (89)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_0 r_n (f_{g2} - f_{g1})} \quad (90)$$

$$L_2 = \frac{R_0 r_n}{2\pi (f_{g2} - f_{g1})} \quad (91)$$

$$C_2 = \frac{f_{g2} - f_{g1}}{2\pi R_0 r_n \cdot f_r^2} \quad (92)$$

$$L'_1 = \frac{R_0 \cdot (f_{g2} - f_{g1})}{2\pi \cdot f_r^2 r_n} \quad (93)$$

$$C'_1 = \frac{r_n}{2\pi \cdot R_0 (f_{g2} - f_{g1})} \quad (94)$$

$$L'_2 = \frac{R_0}{2\pi r_n (f_{g2} - f_{g1})} \quad (95)$$

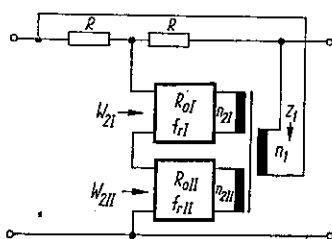
$$C'_2 = \frac{(f_{g2} - f_{g1}) r_n}{2\pi R_0 \cdot f_r^2} \quad (96)$$

Pozostałe elementy korektora oblicza się jak w rozdz. 7.2. Na rys. 22 podano przykładowo charakterystyki tłumienności korektora pasmowego wg rys. 21, dla różnych wartości r_n .

7. 3. 2. Korektor pasmowy podwójny

Ograniczone wąskie pasmo robocze korektora z dopełniającym czwórnikiem wszechzaporowym wg rys. 20 wynika z faktu, że impedancje W_1 i W_2 wnoszone przez ten czwórnik w gałąź wzdłużną i gałąź poprzeczną korektora są praktycznie stałe i mają charakter rzeczywisty dla wszystkich częstotliwości leżących poza pasmem roboczym korektora, tj. w pasmie przepustowym filtrów pomocniczych, gdzie $Z = Z' = R_0$.

Fakt ten umożliwia użycie zamiast widocznych na rys. 15b) rezystancji R_1 i R_2 impedancji wejściowej i wyjściowej innego czwórnika wszechzaporowego o impedancji falowej $R_{0II} = R_2$ i o różnym od poprzedniego zakresie korekcji dołączonego za pomocą dodatkowego uzwojenia transformatora (rys. 23). Oba czwórniki będą wówczas przedstawiały dla siebie nawzajem rezystancje stałe poza zakresami ich działania, dzięki czemu otrzymuje się korektor o dwóch pasmach korekcji i o tłumienności stałej, takiej jak w przypadku pojedynczego korektora pasmowego. Przy tym częstotliwości środkowe f_{rI} i f_{rII} , a ściślej pasma zaporowe filtrów pomocniczych obydwu czwórników dopełniających, powinny być dostatecznie oddalone od siebie tak, aby impedancje wejściowe jednego czwórnika dopełniającego były stałe i miały charakter rzeczywisty w pasmie zaporowym filtrów pomocniczych drugiego czwórnika dopełniającego.



Rys. 23. Schemat ogólny korektora pasmowego podwójnego

Dla częstotliwości leżących w pasmie przepustowym filtrów pomocniczych obydwu czwórników dopełniających tłumienność korektora wg rys. 23 jest stała i można ją wyrazić wzorem:

$$A = A_0 = \ln \left| 1 + \frac{R}{R_{0I} + R_{0II}} \right| \quad (97)$$

stąd

$$R_{0I} + R_{0II} = \frac{R}{e^{A_0} - 1} \quad (98)$$

gdzie:

R_{0I} i R_{0II} — impedancje falowe czwórników dopełniających.

Aby maksymalne przyrosty tłumienności korektora przy częstotliwościach f_{rI} i f_{rII} były jednakowe ($A_{f_{rI}} = A_{f_{rII}}$), należy przyjąć:

$$R_{0I} = R_{0II} = R_0 = \frac{R}{2(e^{A_0} - 1)} \quad (99)$$

oraz

$$p = \frac{n_{2I}}{n_1} = \frac{n_{2II}}{n_1} = \frac{R_0}{R} = \frac{1}{2(e^{A_0} - 1)} \quad (100)$$

Składową zmienną tłumienności ΔA korektora pasmowego podwójnego (w pasmach zaporowych jego filtrów pomocniczych) można w przybliżeniu wyznaczyć, podobnie jak w przypadku korektora pojedynczego, na podstawie wzoru (86) lub (87), aczkolwiek wzory te są nieściśle dla dodatnich przyrostów tłumienności korektora. Rozwiązanie to bowiem prowadzi w praktyce do pewnych zmian (w porównaniu z korektorami pojedynczymi) krzywych korekcy w przypadku dodatnich przyrostów tłumienności. Krzywizny charakterystyk, idące w kierunku większych tłumienności (w górę), będą zawsze miały mniejszą amplitudę i będą obejmowały nieco szersze pasmo niż przy tej samej wartości parametru q — krzywizny idące w dół.

Maksymalną tłumienność, a stąd i maksymalny dodatni przyrost tłumienności ΔA_{max} , tj. tłumienność przy częstotliwościach środkowych f_{rI} i f_{rII} dla $q_I = q_{II} = q = \frac{R_a - R_0}{R_a + R_0} = 0$ można dokładnie określić wzorem (przy założeniu (99)):

$$A_{max} = \ln \left| 1 + \frac{R}{R_0} \right| = A_0 + \ln \left| 2 - e^{-A_0} \right| \quad (101)$$

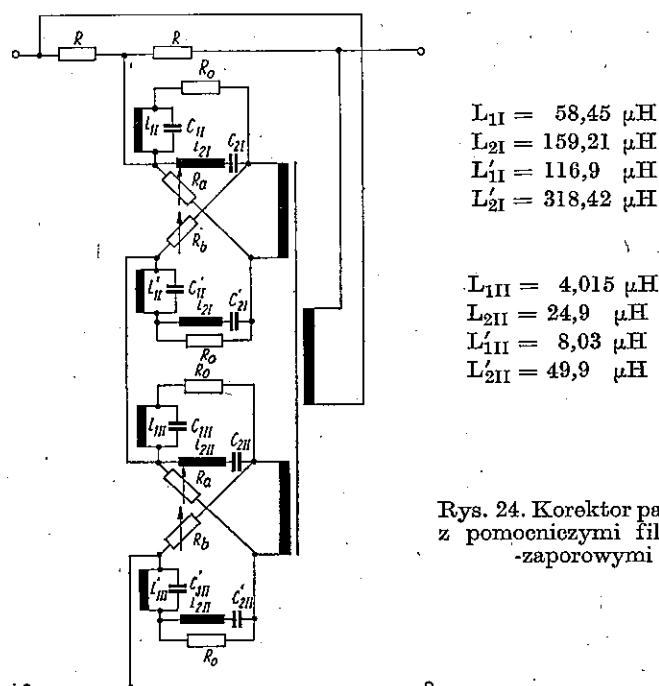
ponieważ przy częstotliwościach f_{rI} i f_{rII} impedancja wejściowa W_2 jednego z czwórników dopełniających (por. rys. 23), dla $q = 1$, jest praktycznie równa 0, a drugiego z nich równa R_0 .

Jeżeli tłumienność średnia A_0 jest mała ($A_0 < 0,2$ Np), to różnice w przyrostach tłumienności „w dół” i w „górę”, wynikające z połączenia w parę dwóch czwórników wszechzaporowych w jednym korektorze, są nieznaczne, uzyskuje się natomiast prawie dwukrotne zmniejszenie stałej tłumienności średniej A_0 oraz zmniejszenie liczby elementów korektora.

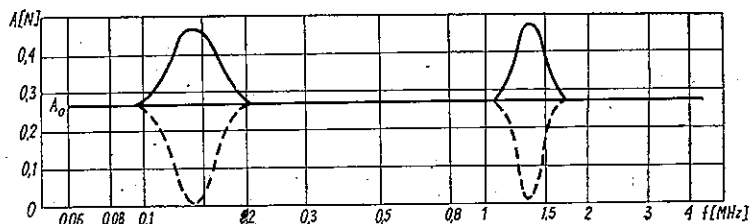
Sposób obliczania czwórników dopełniających i filtrów pomocniczych (wchodzących w skład tych czwórników) jest analogiczny jak w przypadku korektorów pasmowych pojedynczych — patrz rozdz. 7.3.1.

Przykład korektora pasmowego podwójnego podano na rys. 24, a jego charakterystyki tłumienności na rys. 25.

Zastosowanie korektorów podwójnych przynosi duże korzyści szczególnie tam, gdzie zachodzi konieczność stosowania układów korekcyjnych



Rys. 24. Korektor pasmowy podwójny z pomocniczymi filtrami pasmowo-zaporowymi stałej K .



Rys. 25. Charakterystyki tłumienności korektora pasmowego podwójnego wg rys. 24

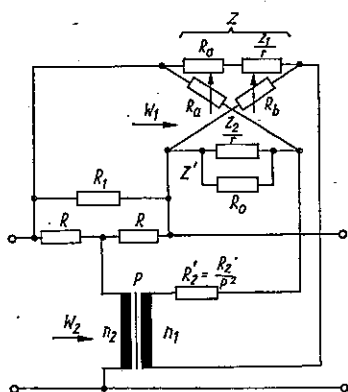
składających się z dużej ilości korektorów lokalnych, jak to ma miejsce w korektorach błędów przypadkowych (dokładnych) telefonicznych systemów nośnych dużej krotności, gdzie zmniejszenie tłumienności stałej pozwoli zmniejszyć liczbę wzmacniaczy, koniecznych dla kompensacji tłumienności wnoszonej przez korektor, z dwóch do jednego.

7.4. Realizacja korektora z czwórnikiem wszechzaporowym według zadanej charakterystyki tłumienności

Dotychczas omówione korektory z dopełniającymi czwórnikami wszechzaporowymi określone były na podstawie danych częstotliwości osiowych oraz średniej tłumienności A_0 . Rozmieszczenie i ilość częstotliwości osiowych decydowały o kształcie krzywej korekcji.

W niektórych jednak przypadkach chodzi o dokładne odtworzenie danej charakterystyki tłumienności i o możliwość regulowania wielkości amplitudy korekcji przy zachowaniu kształtu tej krzywej. Ma to miejsce na przykład przy kompensowaniu zmian krzywych korekcji spowodowanych zmianami temperatury oraz przy korygowaniu błędów systematycznych korekcji podstawowej w teletransmisyjnych systemach szerokopasmowych.

Problem taki można rozwiązać w przybliżony sposób, jak podano w [6], zastępując korektor stały w układzie T -z (rys. 1) o wymaganej cha-



Rys. 26. Korektor regulowany z czwórnikiem wszechzaporowym realizowany przy pomocy korektora stałego

rakterystyce tłumienności korektorem regulowanym z dopełniającym czwórnikiem wszechzaporowym wg rys. 26, którego impedancje Z i Z' są funkcjami impedancji Z_1 i Z_2 korektora stałego i wynoszą:

$$Z = \frac{1}{r} Z_1 + R_0 = R_0 + \frac{R_0}{R} Z_1 \quad (102)$$

$$Z' = \frac{R_0^2}{Z} = \frac{R_0 \cdot \frac{Z_2}{r}}{R_0 + \frac{R_0}{R} Z_1} = \frac{R_0 Z_2}{R + Z_1} \quad (103)$$

gdzie:

- Z_1 i Z_2 — impedancja wzdłużna i poprzeczna korektora stałego wg rys. 1.
- R — impedancja falowa korektorów (stałego i regulowanego),
- R_0 — impedancja falowa czwórnika dopełniającego w korektorze regulowanym (rys. 26).

Przy spełnieniu zależności (102) i (103), tamowność korektora regulowanego $\Gamma = A + jB$ związana jest z tamownością korektora stałego $g = a + jb$, jak wykazał Oswald [5,6] następującą zależnością:

$$\operatorname{th} \frac{\Gamma - A_0}{2} = k \cdot \operatorname{th} \frac{g}{2} \quad (104)$$

gdzie:

$$k = q \operatorname{th} \frac{A_0}{2} = \frac{R_a - R_0}{R_a + R_0} \operatorname{th} \frac{A_0}{2}$$

Jeżeli przyjąć, że przesuwność b korektora stałego jest niewielka, to składową zmienną tłumienności korektora regulowanego można w przybliżeniu wyrazić wzorem:

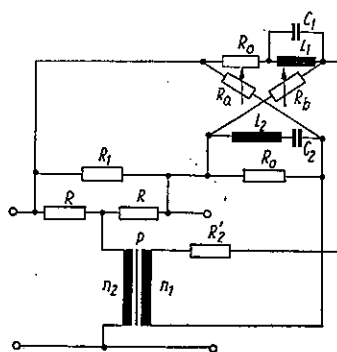
$$\operatorname{th} \frac{\Delta A}{2} = \operatorname{th} \frac{A - A_0}{2} \cong k \operatorname{th} \frac{a}{2} \quad (105)$$

Dla niewielkich wartości Γ i g można napisać:

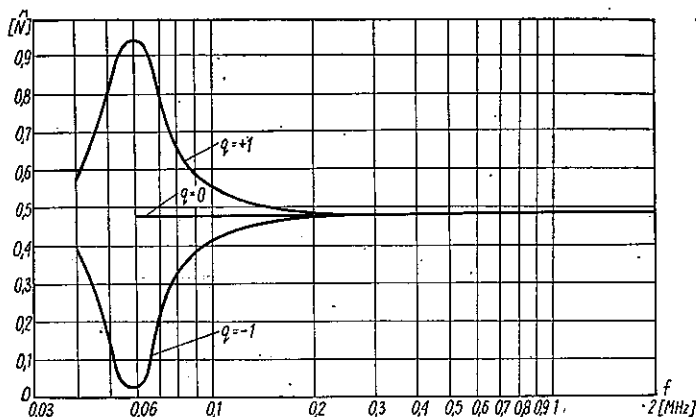
$$\Gamma - A_0 \cong k \cdot g \quad (106)$$

skąd

$$\Delta A = A - A_0 \cong k \cdot a$$



Rys. 27. Korektor regulowany krzywizny z czwórnikiem wszechzaporowym realizowany przy pomocy korektora stałego



Rys. 28. Charakterystyki tłumienności korektora wg rys. 27

Ponieważ w praktyce zawsze mamy $k < 1$, to składowa zmienna korektora regulowanego ΔA będzie również mniejsza od tłumienności wyjściowego korektora stałego a . Dla otrzymania znacznych zmian tłumienności korektora regulowanego ΔA , trzeba przyjmować dużą tłumienność średnią A_0 , na przykład dla $A_0 = 1,1$ Np i $q = 1$, otrzymamy $k = 0,50$, tzn., że $\text{th} \frac{\Delta A}{2}$ może się zmieniać od $-0,5 \text{ th} \frac{a}{2}$ do $+0,5 \text{ th} \frac{a}{2}$.

Mając więc określony korektor stały (o strukturze T -z), tj. jego tłumienność $a(f)$ oraz impedancję Z_1 i $Z_2 = \frac{R^2}{Z_1}$, można łatwo wyznaczyć ze wzoru (105) składową zmienną tłumienności korektora regulowanego przy założonej wartości A_0 oraz impedancję dopełniającego czwórnika wszechzaporowego Z i $Z' = \frac{R_0^2}{Z}$ ze wzorów (102) i (103).

Elementy korektora regulowanego: R_0 , R_1 , R_2 , R_a i R_b oraz przekładnię transformatora p oblicza się jak w rozdz. 7.2.

Na rysunku 27 podano przykładowo schemat korektora regulowanego z czwórnikiem wszechzaporowym, określonego na podstawie zadanej krzywej korekcji, oraz na rys. 28 charakterystykę tłumienności tego korektora dla $q = \pm 1$.

7.5. Analiza wpływu transformatora sprzęgającego czwórnika wszechzaporowy z układem korektora na krzywe korekcji

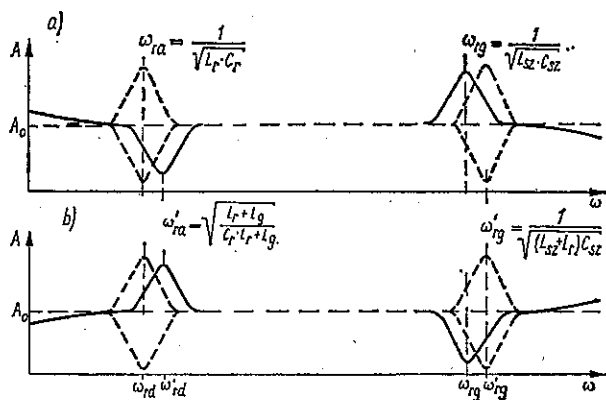
Transformatory stosowane w korektorach z czwórnikami wszechzaporowymi (rys. 15) do transformacji impedancji tych czwórników wprowadzają pewne zniekształcenia krzywych korekcji, spowodowane głównie indukcyjnością rozproszenia przy częstotliwościach górnych oraz indukcyjnością główną przy częstotliwościach dolnych.

Zniekształcenia te objawiają się zmianą wartości tłumienności i amplitudy korekcji ΔA przy częstotliwościach skrajnych oraz przesunięciem (zmianą) punktów charakterystycznych, a w szczególności częstotliwości środkowych f_s , przy których występują maksymalne zmiany tłumienności. Ma to szczególne znaczenie w przypadku korektorów pasmowych.

O ile zmiany tłumienności średniej (zniekształcenia płaskiej charakterystyki tłumienności), a także w pewnym stopniu zmiany amplitudy korekcji można skompensować za pomocą dodatkowych korektorów wyrównawczych, o tyle zniekształcenia polegające na przesunięciu punktów charakterystycznych są trudne do skompensowania, ponieważ dotyczą one albo tylko przyrostów dodatnich, albo tylko przyrostów ujemnych tłumienności.

Kierunek, spowodowanych przez transformator, zmian tłumienności korektora i jego częstotliwości charakterystycznych zależy od sposobu włączenia czwórnika wszechzaporowego (patrz rys. 15). Na rys. 29 zobrazowano zniekształcenia charakterystyk tłumienności korektora spowodowane indukcyjnością główną oraz indukcyjnością rozproszenia przy włączeniu czwórnika wszechzaporowego w układ T -z według rys. 15a) i b).

W przypadku włączenia czwórnika wszechzaporowego, według rys. 15a), transformator modyfikuje impedancję W_2 gałęzi poprzecznej układu T -z, nie ma natomiast wpływu na impedancję W_1 gałęzi wzdłużnej. Przy małych częstotliwościach impedancję W_2 stanowią praktycznie wtedy: impedancja wejściowa czwórnika wszechzaporowego przeniesiona na stronę uzwojenia $n_2 \left(p^2 \cdot \frac{R_{01}^2}{W_1} \right)$ oraz indukcyjność główna uzwojenia $n_2 (L_g)$ — połączone ze sobą równolegle. W wyniku bocznikowania impedancji wnoszonej do gałęzi poprzecznej przez indukcyjność główną L_g tłumienność korektora rośnie. Przy tym, jeśli impedancję tę tworzy układ równoległy L, C , to następuje jednocześnie zwiększenie częstotliwości rezonansowej, co oznacza przesunięcie minimum tłumienności korektora w kierunku większych częstotliwości. Jeżeli impedancja wnoszona w gałąź poprzeczną jest mała (jej moduł jest mniejszy od R_{01}), tj. w przypadku dodatnich przyrostów tłumienności, zniekształcenia będą nieznaczne, a zatem maksimum tłumienności (impedancja W_2 stanowi układ szeregowy L, C) pozostanie bez zmian.



Rys. 29. Zniekształcenia charakterystyk tłumienności korektora z czwórnikiem wszechzaporowym spowodowane indukcyjnością główną L_g (przy częstotliwościach ω_a) oraz indukcyjnością rozproszenia L_r (przy częstotliwościach ω_g): a) przy włączeniu czwórnika wszechzaporowego wg rys. 15a); b) przy włączeniu czwórnika wszechzaporowego wg rys. 15b). Linia przerywaną zaznaczono przebieg charakterystyk niezniekształconych

Przy większych częstotliwościach, wskutek szeregowego połączenia indukcyjności rozproszenia transformatora z impedancją wnoszoną do gałęzi poprzecznej układu T -z, tłumienność korektora wzrośnie. Przy czym jeśli

impedancję wnoszoną przez czwórnik wszechzaporowy tworzy układ szeregowy L, C , to zmniejszy się również częstotliwość rezonansowa tego układu, co sprawi przesunięcie maksimum tłumienności korektora w kierunku częstotliwości małych. Gdy natomiast impedancję tę tworzy obwód równoległy L, C , to zniekształcenia spowodowane indukcyjnością rozproszenia będą znikome dla częstotliwości leżących w pobliżu częstotliwości rezonansowej tego obwodu, i minimum tłumienności korektora nie ulegnie przesunięciu.

W przypadku włączenia czwornika wszechzaporowego według rys. 15b) transformator modyfikuje impedancję W_1 w gałęzi wzdłużnej, w sposób podobny jak poprzednio impedancję W_2 . Zniekształcenia wprowadzane przez transformator będą więc podobne, lecz przeciwnie skierowane. A zatem przy częstotliwościach dolnych indukcyjność główna uzwojenia n_1 spowoduje zmniejszenie tłumienności korektora oraz przesunięcie — w kierunku większych częstotliwości — maksimum tłumienności, natomiast przy częstotliwościach górnych indukcyjność rozproszenia transformatora spowoduje wzrost tłumienności korektora i przesunięcie minimum tłumienności w kierunku częstotliwości małych.

Wielkość wprowadzanych przez transformator zniekształceń charakterystyki płaskiej korektora (odchyłki od tłumienności A_0) można określić na podstawie wzoru*):

$$\begin{aligned} \vartheta = A - A_0 = \ln & \left| \frac{W_1(R + R_1) + RR_1}{W_1(2R + R_1) + 2RR_1 + R_1R_{01}} \frac{R_1 + W_1}{R_1 + R_{01}} \right| \cong \\ & \cong \ln \left| \frac{\frac{W_1}{R} \left(1 + \frac{R}{R_1} \right) + 1}{\frac{W_1}{R} \left(\frac{1}{2} + \frac{R}{R_1} \right) + \frac{R_{01}}{2R} + 1} \right| \end{aligned} \quad (107)$$

— w przypadku włączenia czwornika wszechzaporowego według rys. 15a) oraz

$$\vartheta = A - A_0 = \ln \left| \frac{2}{1 + \frac{W_2}{R_{02}}} \cdot \frac{R + R_2 + W_2}{R + R_2 + R_{02}} \right| \cong \ln \left| \frac{2}{1 + \frac{W_2}{R_{02}}} \right| \quad (108)$$

— w przypadku włączenia czwornika wszechzaporowego według rys. 15b),

* Wzory na ϑ wyprowadzono stosując metodę liczb strukturalnych [16], która to metoda umożliwia przeprowadzenie, w sposób prosty i ekonomiczny, dokładnej analizy matematycznej omawianych zniekształceń

gdzie:

$$W_1 = \frac{j\omega_d L_g \cdot R_{01}}{j\omega_d L_g + R_{01}} \quad (109)$$

$$W_2 = \frac{j\omega_d L_g \cdot R_{02}}{j\omega_d L_g + R_{02}} \quad (110)$$

dla częstotliwości dolnych ω_d ,

oraz

$$W_1 = R_{01} + j\omega_g L_r \quad (111)$$

$$W_2 = R_{02} + j\omega_g L_r \quad (112)$$

dla częstotliwości górnych ω_g (przy uwzględnieniu tylko indukcyjności rozproszenia transformatora).

Wielkość zmian częstotliwości środkowych f_r w przypadku korektorów pasmowych zależy od stosunku indukcyjności głównej transformatora do indukcyjności obwodu rezonansowego równoległego L_r — przy częstotliwościach małych lub od stosunku indukcyjności rozproszenia do indukcyjności obwodu szeregowego L_{sz} — przy częstotliwościach większych.

Gdy $\frac{L_g}{L_r} \geq 10$ i $\frac{L_{sz}}{L_r} \geq 10$, to względne przesunięcie częstotliwości środkowej f_r nie przekracza 5%.

WYKAZ LITERATURY

1. Bode H. W.: Attenuation Equalizers. Opis patentowy USA, nr 2096027 z dnia 19.10.1937 r.
2. Bode H. W.: Variable Equalizers. The Bell System Technical Journal 1938 t. 17, s. 229—244.
3. Darlington S.: Attenuation Equalizers. Opis patentowy USA, nr 2153743 z dnia 11.04.1939 r.
4. Nowicki W.: Zasady teletransmisji przewodowej. PWT 1953 t. I.
5. Oswald I.: Perfectionnements aux correcteurs réglables. Opis patentowy RF, nr 1116277 z dnia 10.12.1954 r.
6. Oswald I.: Sur un nouveau type de correcteur variable. Cables et Transmission 1957 nr 3, s. 218—236.
7. Balabanian N.: Network synthesis. Prentice-hall 1958.
8. Босый Н. Д.: Электрические фильтры. Гостехиздат УССР 1959.
9. Dudziewicz J.: Korektory tłumieniowe o układach duwalnych. Prace Instytutu Łączności 1961 z. 1(22).
10. Меркулов А. Г.: Переменные выравниватели. Связьиздат 1960.
11. Oswald I., Chalhoub C.: L'egalisation. Cables et Transmission 1962 nr 3, s. 189—199.
12. Сильвинская К. А.: Расчёт выравнивателей и фильтров при помощи шаблонов. Связьиздат 1963.
13. Шмидель А. А., Кнаева В. Л.: Расчёт амплитудных выравнивателей. Издательство „Связь” 1965.

14. Kowalczyk E., Przesmycki O.: Technika teletransmisji. WKiŁ 1966.
15. Barjasz W.: Korekacja zniekształceń linearnych w szerokopasmowych systemach nośnych. Problemy Łączności 1968 nr 29, s. 45—119.
16. Bellert S. i Woźniacki H.: Analiza i synteza układów elektrycznych metodą liczb strukturalnych. WNT 1968.

T. Zagrobелны

РЕГУЛИРУЕМЫЕ ВЫРАВНИВАТЕЛИ ЗАТУХАНИЯ И ИХ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Резюме

В статье проводится обзор пассивных выравнивателей затухания с постоянным характеристическим сопротивлением и регулируемым затуханием, употребляемых в линейных устройствах дальней связи. В начале статьи представлено задачи и применение выравнивателей этого типа а также способы их исполнения; затем проведено анализ схемы выравнивателя, обоснованного на схеме шунтированного T с применением добавочных обратных четырехполосников.

Статья содержит характеристики, формулы, указания и примеры расчетов выравнивателей затухания отдельных типов. Статья является основанием для проведения выбора схемы выравнивателя и пособием для расчета его элементов.

T. Zagrobелny

ADJUSTABLE ATTENUATION EQUALIZERS AND THEIR PROJECTING

Summary

In the paper a review of passive attenuation equalizers with constant characteristic impedance and with adjustable attenuation has been presented; the equalizers are used in the line arrangements of telecommunication systems.

At the beginning of the paper the application problems of this type of equalizers have been explained as well as the manner of their realizing; thereafter an equalizer network, based upon a T -shunted quadripole with some additional reciprocal quadripoles has been presented.

The paper contains the characteristics, formulae, indications as well as calculation examples of different types of attenuation equalizers and it enables to choose the right type of attenuation equalizer and to calculate its elements.

T. Zagrobelny

LES CORRECTEURS D'AFFAIBLISSEMENT RÉGLÉS ET LEUR ÉTUDE DÉTAILLÉE

Résumé

L'article passe en revue les correcteurs d'affaiblissement passifs à l'impédance caractéristique constante et à l'affaiblissement réglé, utilisés dans les lignes de télécommunications.

Au début de l'article on a présenté les tâches et l'utilisation de tels correcteurs ainsi que les moyens de leur réalisation et ensuite on a fait l'analyse du réseau correcteur de base ayant la structure de T shunté avec des quadripôles additionnels réciproques.

Au surplus l'article contient caractéristiques; formules, indications et exemples du calcul des réseaux correcteurs particuliers.

L'article sert de base pour faire le choix d'un réseau correcteur convenable et permet de calculer les éléments.

T. Zagrobelny

REGELBARE DÄMPFUNGSENTZERRER UND DEREN ENTWURF

Zusammenfassung

Die Arbeit gibt einem Überblick der passiven Entzerrer-schaltungen mit dem konstanten Wellenwiderstand und mit der regelbaren Dämpfung, die in den Fernübertragungsleitungen angewandt werden.

Zuerst werden die Aufgaben und das Anwendungsgebiet der regelbaren Entzerrer sowie die Wege ihrer Ausführung besprochen und danach die Analyse der Schaltungen der überbrückten T Entzerrer mit den zusätzlichen reziproken Vierpolen durchgeführt.

Weiter werden die Eigenschaften, Formeln und Hinweise sowie Berechnungsbeispiele der einzelnen Entzerrerschaltungen angegeben.

Die Arbeit ermöglicht die Wahl der richtigen Entzerrerschaltungen und die Berechnung der entsprechenden Bauelemente.



WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI – WARSZAWA 1971

Wydanie pierwsze. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 4,24. Ark. druk. 4,75.
Oddano do składania w kwietniu 1971. Podpisano do druku i druk ukończono
w październiku 1971. Papier druk. sat. kl. V. 70 g 70 × 100 cm, z Włocławka.
Zam. P/39/71. K/6486

Zakłady Graficzne PZWS Bydgoszcz. Zam. 397/71 – D-6/276